

АКАДЕМИЯ НАУК УКРАИНЫ  
ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

На правах рукописи

ПУЗАКОВ Александр Владимирович

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ  
СЛЕДЯЩИМИ АСИНХРОННЫМИ ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Специальность 05.09.12 - Полупроводниковые преобразователи  
электроэнергии

А в т о р е ф е р а т  
диссертации на соискание ученой степени  
доктора технических наук

Киев - 1993



00825705 (R)

№ 26.541

Горно-металлургическом институте  
(г.Алчевск).

Научный консультант - доктор технических наук Комаров Н.С.

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор Жуйков В.Я.

доктор технических наук, профессор Смольников Л.Е.

доктор технических наук, профессор Гречко Э.Н.

Ведущая организация: НИИ "Преобразователь", г.Запорожье

Защита состоится "23" 02 1993 г. в 14.00 час. на  
заседании специализированного совета Д. 016.30.03 при Институте  
электродинамики АН Украины.

Отзывы в двух экземплярах, заверенные печатью, просим направлять по  
адресу: 252680, Киев-57, пр.Победы, 56, спецсовет Д. 016.30.03.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Института электроди-  
намики АН Украины

Автореферат разослан "18" 01 1993г.

УЧЕНЫЙ СЕКРЕТАРЬ  
СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО СОВЕТА



В.С.ФЕДИЙ

Актуальность проблемы. Импульсные регуляторы и преобразователи являются наиболее широко используемым классом транзисторных преобразователей. Работа полупроводниковых приборов в режиме переключений при высокой частоте преобразования позволяет создавать малогабаритные, высокоэффективные преобразователи с высоким значением показателей качества электроэнергии на выходе. Широкая номенклатура современных полупроводниковых приборов, развитая схемотехника и глубокие научные исследования, проведенные в данной области, позволили создать значительное количество разнообразных преобразовательных устройств, нашедших широкое применение в различных отраслях народного хозяйства.

Однако, несмотря на значительное количество работ, опубликованных в СНГ и за рубежом, актуальность вопросов совершенствования известных и разработки новых способов и алгоритмов управления преобразователями и преобразовательными установками не снижается. При этом дополнительный экономический эффект, зачастую больший чем от применения самого преобразовательного устройства, становится возможным за счет улучшения соответствующего управления, вплоть до его оптимизации.

Решение проблемы "динамического синтеза", под которым понимается решение таких задач, как обеспечение устойчивости процессов регулирования и установившихся режимов, обеспечение качества переходных процессов при регулировании и коммутации нагрузки, инвариантность к возмущениям, обеспечение заданной формы регулируемых переменных при различных режимах работы, позволяет повысить динамические характеристики, коэффициент полезного действия, надежность и расширить функциональные свойства статических полупроводниковых преобразователей, среди которых значительное место занимают широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения и автономные инвертеры на полностью управляемых полупроводниковых приборах, позволяет повысить эффективность их использования в качестве силовых регуляторов источников питания постоянного, переменного и выпрямленного тока, электроприводов станков с числовым программным управлением, приводов роботов и манипуляторов, технологических преобразователей.

Актуальность решения указанной проблемы состоит в том, что существует определенное отставание теории от практики динамического синтеза следящих преобразователей, что объясняется ориентацией

распространенных методов динамического синтеза в основном на "классическую" теорию управления, разработанную для линейных (или линеаризованных) систем и предполагающую использование традиционных методик синтеза, например, по передаточным функциям или логарифмическим частотным характеристикам. При этом модели уравнения динамики преобразователя (силовой цепи и время-импульсного модулятора) линеаризуются в окрестности установившегося периодического режима, что позволяет перейти к традиционной структурной схеме линейной системы управления и воспользоваться известными методами анализа и синтеза таких систем.

Эти подходы занимают важное место в теории ключевых преобразователей и благодаря им удалось получить теоретическое обоснование положительного эффекта от ряда известных из практики способов коррекции динамических характеристик. Однако, общим недостатком этих подходов является то, что получаемые на их основе модели достоверно оценивают динамические характеристики преобразователя лишь в "малом" и обладают существенной погрешностью при оценке в "большом", а также применимы для достаточно простых объектов управления.

В настоящее время все большее распространение получает современная теория управления, основанная на работах Л.С.Понtryгина и Р.Беллмана. Эта теория ставит своей задачей оптимизацию поведения систем регулирования в "большом" в реальном масштабе времени за счет конструирования соответствующего оптимального регулятора. Применительно к следящим преобразователям это можно трансформировать в задачу получения минимальной динамической ошибки отслеживания и формирования при этом желаемых переходных процессов при "больших" возмущениях по питанию и нагрузке за счет оптимального управления силовыми ключами. Этот подход получил отражение в работах Г.И.Воловича, О.Н.Соломахи, Л.В.Соболева. Однако разработанные при этом процедуры и методики являются итерационными, требуют проведения значительного количества проверочных расчетов при проведении оптимизационного поиска и практически неприменимы при высоком (более двух) порядке силовой части преобразователя.

Целью диссертационной работы является разработка основ теории и синтез алгоритмов управления следящими асинхронными преобразователями, имеющей важное народнохозяйственное значение для создания высокоэффективных полупроводниковых регуляторов и формирователей с

импульсным регулированием.

Поставленная цель потребовала решения следующих задач:

- создания математически простой и формализованной методологии синтеза регуляторов систем управления следящими преобразователями, обладающих малой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям;

- разработки методик анализа выходного напряжения инверторов со слежением, позволяющих с достаточной степенью точности оценить условия и режимы работы питаемой нагрузки и инвертора, а также их энергетические показатели;

- развития схмотехнических принципов построения информационно-управляющих узлов систем управления полупроводниковых преобразователей со слежением, а также преобразователей, обладающих улучшенными динамическими, регулировочными, массогабаритными показателями и качеством выходной электроэнергии, в целом;

- практической реализации регулирующих и преобразовательных устройств со следящим импульсным регулированием, их опытно-промышленной проверки и внедрения.

Исследования по указанной тематике проводились в Донбасском горно-металлургическом институте в соответствии с Постановлением комиссии по ВПВ при СМ СССР №185 от 30.05.86г., Постановлением СМ СССР №1444-290 от 21.12.88г. "О создании государственной системы определения параметров вращения Земли", в рамках межвузовской научной программы "Оптимум", в соответствии с научным направлением института "Разработка автоматизированных и автоматических систем управления технологическими процессами, промышленными и энергетическими установками", по хозяйственным договорам с различными организациями и предприятиями.

Методы исследований. При решении поставленных задач использовались: математический аппарат линейных дифференциальных и разностных уравнений; методы теорий оптимального, экстремального и адаптивного управлений; матричный аппарат; методы преобразований Фурье; численные методы анализа. Численные расчеты проводились с использованием ПЭВМ типа VT - 160 (АТ). Достоверность основных теоретических положений и результатов проверялась с использованием аналогового, полунатурного и физического моделирования, проверкой на экспериментальных и реальных образцах.

Научная новизна проведенных исследований состоит в следующем:

- развита теория следящего управления, на основе которой предложена классификация и разработаны методики построения новых систем следящего управления импульсными преобразователями с использованием многоуровневых и комбинированных видов модуляции и различных методов реализации автоколебательного цикла преобразования, что позволило повысить качество формируемых выходных параметров;

- установлено, что для обеспечения устойчивого и оптимального в смысле интегральных квадратичных функционалов качества управления необходимо и достаточно информации с фазовых координатах силовой части преобразователя (объекта управления), являющихся базисными переменными состояния и количество которых равно порядку объекта при описании его в нормальной форме;

- установлено, что при синтезе закона управления с использованием квадратичных критериев качества и принципа динамического программирования Беллмана управление определяется как линейная или релейная функция линейной формы фазовых координат силовой части преобразователя, что однозначно определяет структуру регулятора системы управления;

- предложенный новый прямой метод синтеза регуляторов импульсных следящих преобразователей с использованием принципов динамического программирования Беллмана и оптимальной функции Ляпунова, построенной на основании параметров объекта управления и функционала качества процесса управления позволяет, в отличие от известных методов, неитерационным путем получить значения параметров цепей коррекции регулятора и формализовать процедуру параметрического синтеза;

- установлено, что инвертор со следящим интегральным управлением может быть представлен эквивалентным инвертором с двухсторонней двухполярной ШИМ, в котором осуществляется частотная модуляция несущей частоты ведущим сигналом, что позволяет получить аналитическое описание спектра выходного напряжения при реальных значениях глубины модуляции.

Практическая ценность проведенных исследований состоит в следующем:

- показано, что использование следящих инверторов, в том числе с многоуровневыми и комбинированными видами модуляции, позволяет получить высокое качество напряжения при работе на нелинейную

нагрузку в широком диапазоне частот выходного напряжения;

- показано, что для построения высококачественной системы управления следящим релейным преобразователем достаточно получения и непосредственного использования информации о базисных переменных состояния силовой части;

- реализованный в виде формализованной процедуры прямой метод синтеза регуляторов следящих релейных преобразователей дает возможность инженерного расчета и соответствующего построения информационно-управляющих узлов преобразователя;

- показано, что использование инверторов со следящим интегральным управлением позволяет перераспределить потери в системе "преобразователь - асинхронный двигатель", уменьшив долю потерь собственно в преобразователе на 23...27%;

- показано, что наиболее перспективным путем построения многофазных генераторов ведущего сигнала для систем управления модуляционных, в том числе следящих, преобразователей частоты для быстродействующих реверсивных электроприводов переменного тока является использование цифровых методов синтеза, предложен ряд технических решений построения высокодинамичных, широкодиапазонных и стабильных источников управляющих воздействий с малыми искажениями;

- предложенные пути повышения качества выходного напряжения импульсных следящих преобразователей позволяют обеспечить требуемые характеристики в стационарных и переходных режимах, при этом задача проектирования следящих преобразователей может быть сведена к нахождению минимального набора технических средств, необходимых для достижения требуемого качества;

- полученные теоретические и расчетные зависимости позволяют определить области рационального использования отдельных узлов систем управления и следящих преобразователей в целом.

#### Основные положения, выносимые на защиту:

- классификация следящих методов управления автономными полупроводниковыми преобразователями;

- методология синтеза алгоритмов управления и регуляторов следящих импульсных преобразователей по задаваемым показателям качества с использованием обратных связей по переменным состояния силовой части;

- методики анализа спектрального состава выходного напряжения

преобразователей со следящим интегральным управлением;

- способы и алгоритмы формирования ведущих напряжений для систем управления широкодиапазонных модуляционных преобразователей;
- схемотехнические решения построения узлов систем управления следящих преобразователей и преобразователей в целом;
- разработки высокоэффективных транзисторных преобразователей со следящим импульсным регулированием.

Реализация результатов работы в народном хозяйстве осуществлялась как путем создания единичных образцов преобразовательных устройств для решения нестандартных задач, так и разработкой образцов для опытного мелкосерийного производства. Отдельные разработки, технические решения и методики использованы по договорам следующими организациями: НИО "Электропривод" при разработке серии унифицированных комплектных электроприводов переменного тока мощностью до 20 кВт; Институтом энергетики АН Молдовы при проектировании транзисторных преобразователей частоты для электроприводов собственных нужд тепловых электростанций; предприятием п/я Г-4891 при создании системы электроснабжения подвижной геофизической установки; научным кооперативом "Интелл" при разработке прецизионного RLC-измерителя "ПИМЕР"; Восточно-Сибирским научно-исследовательским институтом физико-технических и радиотехнических измерений при модернизации устройств гарантированного электропитания квантовых стандартов частоты, а также другими организациями.

Отдельные материалы диссертации, изложенные в монографии и научных статьях автора, используются также в учебно-методической работе ряда технических вузов СНГ при подготовке специалистов соответствующих специальностей, в частности: Санкт-Петербургском институте точной механики и оптики, Павлодарском индустриальном институте, Северо-Кавказском горно-металлургическом институте.

Апробация работы. Основные результаты работы докладывались и обсуждались на: VI Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных цепей и систем (Ташкент, 1982г.), III и V Всесоюзных конференциях "Проблемы преобразовательной техники" (Киев, 1983г., Чернигов, 1991г.), II и III Всесоюзном научно-техническом совещании "Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей" (Таллинн, 1982, 1986г.г.), V Всесоюзной конференции "Автоматизация новейших электротехнологических процессов в машиностроении на основе применения полупроводниковых

преобразователей частоты" (Уфа, 1984г.), VII Всесоюзной научно-технической конференции "Состояние и перспективы совершенствования и производства асинхронных двигателей" (Владимир, 1984г.), IX Всесоюзной научно-технической конференции "Моделирование электроэнергетических систем" (Рига, 1987г.), VII и VIII научно-технических конференциях "Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями" (Свердловск, 1986, 1989г.г.), X Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу (Воронеж, 1987г.), Всесоюзном семинаре "Вопросы оптимизации математических вычислений" (Киев, 1987г.), II Республиканской конференции по проблемам вычислительной математики и автоматизации научных исследований (Алма-Ата, 1988г.), семинарах "Электронные средства преобразования энергии" (Москва, 1986, 1990г.г.), семинаре "Создание бортовых вычислительных комплексов горных машин" (Ленинград, 1990г.)

Публикации: Основные результаты работы отражены в 57 работах, в том числе монографии и 28 авторских свидетельствах и положительных решениях на изобретения.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 5 глав, заключения, списка литературы приложений. Объем диссертации 391 страница, из них 252 страницы основного текста, 68 страниц рисунков.

#### СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении приведен обзор современного развития полупроводниковых преобразователей, их схем управления, проблем, возникающих при их усовершенствовании, перечислены методы исследований, научная и практическая новизна работы, реализация результатов, сведения об апробации, публикациях и структуре диссертации.

В первой главе рассмотрено современное состояние исследований преобразователей со следящим импульсным регулированием. Регулируемое выходное напряжение импульсного преобразователя можно получить различными способами, общим для которых является реализация широтно-импульсного преобразования. Несмотря на разнообразие известные способы управления можно разделить на три группы: а) программные способы, б) способы, реализующие обратную связь по гладкой составляющей, в) релейные способы. Наиболее эффективными, безусловно, являются системы управления (СУ) с обратными связями и различной глубиной синхронизации. Синхронные СУ зачастую более устойчивы,

чем асинхронные; частота переключения силовых элементов жестко зафиксирована, в связи с чем выходное напряжения легче фильтруется. С другой стороны асинхронные, в том числе следящие, СУ легче адаптируются к изменяющимся условиям работы, меньше чувствительны к параметрическим и координатным возмущениям и обеспечивают принципиально более высокую скорость переходных процессов.

Широкому применению асинхронных СУ препятствует главным образом проблема обеспечения устойчивости, которая традиционно решается путем перевода в синхронизированный режим, реализацией простых замкнутых систем с силовой частью преобразователя, имеющей первый или второй порядок, либо введением корректирующих обратных связей. Анализ показывает, что использование корректирующих обратных связей в том виде, как они обычно применяются - неэффективно. Их необходимо не подбирать, а получать, исходя из требуемого запаса устойчивости. С целью получения максимального быстродействия следует стремиться к тому, чтобы в СУ отсутствовали накопительные или задерживающие элементы (интеграторы, блоки задержек и т.д.), т.е. необходимо реализовывать "алгебраические" СУ. Это свойство является существенным, т.к. оно позволяет особенно просто модифицировать основной алгоритм применительно к аномальным и глобальным режимам, таким как перегрузка, пуск и т.д.

Рассмотрены критерии качества управления вентильных, в том числе следящих, преобразователей, которые разделяются, в общем случае, на две группы: критерии качества формирования входных и выходных сигналов и критерии регулирования и формирования процессов в нагрузке преобразователя. Если обобщить основные требования, предъявляемые к следящим преобразователям технологическими и производственными установками различного назначения, то их можно сформулировать в виде требования заданной динамической точности отработки управляющего (ведущего) сигнала задания, т.е. следящий преобразователь, в общем случае, должен обеспечивать минимальное значение погрешности слежения при требуемом быстродействии при работе в условиях действия координатных и параметрических возмущений.

Проанализированы применяемые в настоящее время наиболее широко при анализе и синтезе статических и динамических характеристик преобразователей квадратичные критерии качества, в том числе критерий минимума интегральной квадратичной ошибки, который и используется в данной работе как оценка, определяющая динамическую точ-

ность работы следящего преобразователя.

Освещены обобщенные интегральные критерии оценки качества выходных параметров преобразователей, среди которых особо выделены перспективные критерии, а именно частотнозависимый коэффициент гармоник напряжения и коэффициент гармоник тока.

Рассмотрены вопросы анализа и обеспечения устойчивости преобразователей в различных режимах. В результате проведенного анализа подтверждено, что наиболее эффективным и общим методом анализа устойчивости является прямой метод Ляпунова, который не только позволяет анализировать устойчивость преобразователей как в "малом", так и в "большом", а также при нелинейных элементах системы, но и определяет путь к рациональному построению регуляторов СУ преобразователей. Отмечено, что трудность использования прямого метода Ляпунова связана с отсутствием широко разработанных приемов построения функций Ляпунова в тех или иных частных случаях, однако если построение функции Ляпунова для замкнутой системы "преобразователь - нагрузка" представляется возможным, то вопрос анализа и обеспечения устойчивости возможно решить в наиболее общем виде.

Освещены области возможного практического применения следящих преобразователей различного назначения. Показано, что преобразователи со следящим принципом управления могут использоваться практически во всех случаях применения преобразования для выполнения функций: инвертирования, выпрямления, регулирования (преобразования уровня) постоянного и переменного напряжения, а также преобразования частоты. На основании проведенного обзора возможных вариантов построения предложена классификация следящих преобразовательных устройств, разработанная по различным признакам, характеризующим: вид входной и выходной энергии; вид регулируемого параметра; количество промежуточных уровней питающей энергии; принцип организации контура автоколебаний; организация систем обратных связей и т. д.

Рассмотрены особенности построения СУ следящими инверторами как модуляционными преобразователями, требующими формирования регулирующего (ведущего) сигнала. Сформулированы требования, предъявляемые к источнику (генератору) ведущего сигнала модуляционных преобразователей частоты. Отмечено, что ряд схемотехнических вопросов построения отдельных узлов и СУ в целом требует дальнейшего развития и решения.

В выводах главы сформулированы актуальные вопросы исследования и построения СУ следящих преобразователей.

Вторая глава посвящена анализу проблем синтеза алгоритмов управления импульсными следящими преобразователями. Показано, что среди трех основных типов импульсных следящих преобразователей, а именно: с развертывающим время-импульсным формированием; с релейным регулированием; с условным прогнозированием ошибки, система с релейным регулированием обеспечивает наиболее высокое быстродействие и при выполнении системы в целом устойчивой обладает высокими статическими и динамическими регулировочными характеристиками.

Освещены общие вопросы синтеза СУ следящими релейными преобразователями. Показано, что если не принимать соответствующих мер, то автоколебания, возникающие в релейном следящем преобразователе, приводят к столь значительному изменению контролируемого выходного параметра, что система становится неработоспособной.

Предложено для линеаризации релейной системы использовать ее собственные автоколебания с частотой, при которой фильтрующие свойства объекта регулирования (нагрузки) проявляются достаточно эффективно.

Нетрудно показать, что одним из самых действенных методов линеаризации релейной системы таким методом является использование ускоряющих (по терминологии Я.З.Цыпкина) обратных связей, охватывающих релейный элемент совместно с некоторыми элементами линейной части системы. Предельным случаем линеаризации релейной системы таким образом является реализация скользящего режима, при котором частота переключений релейного элемента стремится к бесконечности. На практике в реальных следящих преобразователях релейного типа реализация скользящего режима затруднена и энергетически нецелесообразна. В связи с этим частоту переключений релейного элемента предлагается доводить до рациональных значений введением гистерезиса соответствующей величины релейного элемента.

Согласно доопределению разрывных управления А.Ф.Филиппова система, работающая в скользящем режиме с достаточной степенью точности может быть сведена к линейной системе управления. При этом, согласно работам В.И.Уткина, введение неидеальностей типа "гистерезис" или "запаздывание" при предельном переходе не нарушают доопределения А.Ф.Филиппова. Таким образом, синтез релейной автоколебательной системы методологически достаточно аргументировано мо-

жет быть сведен к синтезу линейной системы управления, устойчивой при бесконечно большом коэффициенте усиления регулятора.

Отмечается, что в настоящее время имеющиеся практические разработки СУ импульсных, в том числе релейных, преобразователей в большинстве случаев обосновываются и реализуются интуитивно. В связи с этим поиск формализованного подхода к синтезу регуляторов СУ импульсных преобразователей является весьма актуальной задачей. Показано, что на структурном этапе синтеза целесообразно использование обобщенных структур регуляторов, использующих обратные связи по всем наблюдаемым и регулируемым координатам вектора выходных параметров. На алгоритмическом и параметрическом же этапах желательно использование более общих подходов с автоматическим обеспечением устойчивости и качественных показателей динамических свойств преобразователей. Указанные процедуры в настоящее время для импульсных следящих полупроводниковых преобразователей практически не разработаны.

Задачу синтеза алгоритмов управления импульсным следящим преобразователем методологически целесообразно разбить на следующие этапы:

- формирование математической модели объекта управления (силовой части преобразователя);
- выбор критерия оптимизации работы преобразователя;
- структурный синтез системы регулирования;
- параметрический синтез цепей коррекции регуляторов.

Наиболее существенным и определяющим дальнейшие возможные варианты проведения процедуры синтеза является этап выбора оптимизируемого функционала качества работы преобразователя.

Показано, что при оптимизации динамических режимов преобразователей могут быть использованы самые разнообразные критерии оптимальности, из которых наиболее важными с точки зрения процессов управления являются критерии, связанные с минимизацией статических и динамических ошибок вектора переменных состояния.

Для реализации эффективных следящих режимов работы импульсных преобразователей как постоянного, так и переменного тока наиболее целесообразными являются квадратичные интегральные функционалы, представляющие собой интеграл от квадратичной формы ошибки выходной регулируемой координаты, который является достаточно эффективным и компромиссным как с точки зрения качества регулирования, так

и с точки зрения реализации и поведения конкретной физической системы управления преобразователем.

При этом квадратичные формы ошибок являются наиболее эффективными при оптимизации динамических процессов, так как позволяют, используя их в форме функций Ляпунова, проводить одновременно и оптимизацию процессов, и контроль устойчивости их протекания, как в "малом", так и в "большом".

Проведен анализ обобщенного интегрального критерия

$$J = \int_0^{\infty} Z dt = \min \quad (1)$$

где 
$$Z = x^2 + \tau_1^2 \dot{x}^2 + \tau_2^2 \ddot{x}^2 + \dots + \tau_{n-1}^2 (x^{(n-1)})^2.$$

Смысл данного критерия в том, что запрещаются большие отклонения как самой регулируемой координаты  $x$ , так и ее производных. Поэтому при минимизации  $J$  должны получаться процессы, протекающие достаточно быстро и без значительных колебаний. Обобщенный интегральный критерий получил большое распространение при косвенной оценке качеств переходных процессов систем автоматического регулирования.

Показано, что обобщенному интегральному критерию (1) соответствует экстремаль, являющаяся решением дифференциального уравнения  $n$ -го порядка

$$x = C_1 \exp(\alpha_1 t) + C_2 \exp(\alpha_2 t) + \dots + C_n \exp(\alpha_n t). \quad (2)$$

Если менять параметры системы  $\tau_1, \dots, \tau_n$ , то можно получить поле экстремалей, из которого, в свою очередь, можно выбрать желаемую экстремаль.

Таким образом, пользуясь обобщенным квадратичным критерием (1) можно сформировать любую экстремаль (т.е. желаемый переходный процесс) практически с любым качеством, если это, разумеется, реализуемо физически в смысле возможности последующего практического выполнения соответствующей системы управления.

Для того, чтобы охарактеризовать поведение системы не только по главной координате, а и в целом, более целесообразно использование квадратичного интегрального критерия по переменным состояниям системы вида

$$J = \int_0^{\infty} \left( \sum \mu_{kj} x_k x_j \right) dt . \quad (3)$$

Одной из основных трудностей применения интегральных квадратичных оценок такого общего вида является сложность рационального выбора значений коэффициентов  $\mu_{kj}$  квадратичной формы, в связи с тем, что подчас трудно определить "вес" каждой отдельной составляющей "штрафов" в общем выражении.

Отмечено, что использование функционалов вида (3) при наличии более чем одной переменной состояния в общем случае не гарантирует оптимальности переходных процессов по каждой из них в связи с тем, что по своей сути является комплексным компромиссным критерием.

Показано, что в настоящее время для разработки систем управления импульсными преобразователями предлагаются только итерационные процедуры оптимизации процессов и синтеза регуляторов, требующие значительного количества численных или физических экспериментов и практически не допускающие формализованного подхода. Известные методики удовлетворительно эффективны лишь при низком (не более 2) порядке объекта регулирования (силовой части преобразователя), с увеличением же порядка силовой части эти методики чрезвычайно усложняются.

Среди известных методик синтеза регуляторов импульсных следящих преобразователей наиболее распространенными являются также итерационные методики с априорным заданием закона управления (время-импульсного преобразования). Указанные методики практически неприменимы для объектов регулирования высокого порядка в связи с неоднозначностью направлений поиска при параметрической оптимизации регуляторов, что весьма затрудняет возможную формализацию процедуры синтеза.

Показано, что наиболее перспективным и общим методом синтеза регуляторов импульсных следящих преобразователей является метод аналитического конструирования регуляторов, использующий метод динамического программирования, основанный на принципе текущей оптимальности Беллмана.

Метод динамического программирования основан на принципе оптимальности, который гласит, что любой отрезок оптимальной траектории также должен быть оптимальным, а будущее поведение процесса не должно зависеть от его предистории, т.е. от поведения системы в

прошлом до начала управления. Из этого следует, что системы, синтезированные по принципу динамического программирования являются, "алгебраическими" и регулятор системы должен использовать в этом случае информацию только о текущих фазовых координатах объекта управления.

Метод динамического программирования сводится к составлению так называемых функциональных уравнений Беллмана, которые составляются следующим образом. Допустим объект управления описывается системой дифференциальных уравнений, например,

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + m_i u, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (4)$$

или в матричном виде

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F} [ \mathbf{x}(t), u(t) ] \quad (5)$$

с начальными условиями  $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$  и  $u(0) = u_0$  и требуется найти управления, минимизирующее функционал

$$J = \int_0^T G [ \mathbf{x}(t), u(t) ] dt. \quad (6)$$

Функциональные уравнения Беллмана имеют вид

$$\left. \begin{aligned} G [ \mathbf{x}(t), u(t) ] + F [ \mathbf{x}(t), u(t) ] \frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} &= 0; \\ \frac{\partial G [ \mathbf{x}(t), u(t) ]}{\partial u} + \frac{\partial F [ \mathbf{x}(t), u(t) ]}{\partial u} \frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $S$  - функция Беллмана, имеющая частные производные по всем координатам системы (4);

Выражения (7) представляют собой нелинейные дифференциальные уравнения в частных производных.

Показано, что решение этого нелинейного уравнения в частных производных является квадратичной формой координат  $x_j$  системы (7). т.е.

$$S ( x_j ) = A_{11} x_1^2 + A_{12} x_1 x_2 + A_{22} x_2^2 + \dots + A_{ij} x_i x_j. \quad (8)$$

Очевидно, что для нахождения коэффициентов оптимального управления необходимо найти функцию Беллмана (8). Показано, что при использовании интегральных квадратичных функционалов вида (3) функция Беллмана является одновременно и функцией Ляпунова и задача синтеза в конечном итоге может быть сведена к нахождению соответствующей функции Ляпунова.

Таким образом, принципу оптимальности Беллмана удовлетворяют только те оптимизирующие функции  $S(x_i)$ , которые являются функциями Ляпунова для замкнутой системы. Следовательно, соответствующие этим функциям управления  $u [X(t), t]$  и формирующие их системы управления будут обеспечивать как минимизацию критерия качества, так и устойчивость замкнутой системы. При этом основной задачей, возникающей при конструировании регуляторов с использованием методики динамического программирования Беллмана является выбор весовых значений используемого функционала качества и формирование соответствующей функции Ляпунова для замкнутой системы регулирования, т.е. такой формы, которая учитывала бы как параметры объекта управления, так и желаемые динамические характеристики системы в целом. Такого рода функции Ляпунова предложено называть оптимальными.

Рассмотрены возможности формализации процедуры оптимизации динамических свойств преобразователя и синтеза регуляторов.

Показано, что использование метода динамического программирования Беллмана позволяет разработать прямой неитерационный метод синтеза регуляторов следящих преобразователей. Процедура синтеза при использовании методики аналитического конструирования регуляторов может быть достаточно строго формализована.

В третьей главе изложен разработанный прямой метод синтеза регуляторов систем управления следящих инверторов.

Показано, что построение СУ широкорегулируемыми высокодинамичными следящими инверторами возможно несколькими путями: на базе адаптивных самонастраивающихся систем и на базе жестких структур, эквивалентных самонастраивающимся системам. Как показывают исследования и практические разработки, во многих случаях можно достичь высоких статических и динамических показателей достаточно простыми средствами на базе жестких структур, используя релейную СУ, работающую в скользящем режиме. Известно, что релейная система, работающая в скользящем режиме, эквивалентна линейной системе с беско-

нечно большим коэффициентом усиления регулятора, что обеспечивает системе инвариантность до  $\epsilon$  к параметрическим и координатным возмущениям. Достаточно очевидно, что релейный регулятор выходного параметра преобразователя (напряжения или тока) должен получать возможно более полную информацию о движениях фазовых координат силовой части с целью контроля всего фазового пространства.

Показано, что задачи синтеза оптимальных систем делятся на два класса:

1. Задачи, связанные с определением и расчетом вида переходного процесса, в которых ищется программа автоматического управления, при которой данный переходный процесс приобретает требуемое экстремальное свойство. Системы, удовлетворяющие решению этой задачи называются оптимальными по режиму управления.

2. Задачи, в которых ищется регулятор, обеспечивающий качество (заданное) переходного процесса. Системы, синтезированные в этом случае, называются оптимальными по переходному процессу.

Таким образом, в общем случае, синтез системы оптимального управления состоит из последовательного решения задач первого и второго классов. Однако, если качество переходного процесса известно заранее, то необходимо решать только задачу второго класса - конструирование линейной системы управления следящим инвертором. Подчеркнуто, что результат такого конструирования является одновременно и решением задачи структурной оптимизации, т.к. предопределяет структуру регулятора СУ.

Предложено для синтеза регуляторов СУ использовать метод динамического программирования Беллмана, реализованный в методике аналитического конструирования регуляторов (АКР). Сущность метода состоит в следующем. Пусть поведение силовой части объекта управления описывается системой линейных (линеаризованных) дифференциальных уравнений

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + m_i u, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (9)$$

В качестве минимизируемого функционала примем обобщенный квадратичный критерий, например, вида (3) с учетом "штрафа" на энергию управления

$$J = \int_0^{\bar{t}} \left( \sum_{i=1}^n q_i x_i^2 + cu^2 \right) dt \quad (10)$$

Тогда функциональные уравнения Беллмана (7) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n q_i x_i^2 + cu^2 + \sum_{i=1}^n \frac{\partial S}{\partial x_i} \left[ \sum_{j=1}^n a_{ij} x_i^2 + m_i u \right] = 0 ; \\ 2cu + \sum_{i=1}^n m_i \frac{\partial S}{\partial x_i} = 0 . \end{aligned} \right\} \quad (II)$$

Функцию управления  $u$  можно в этом случае определить из второго уравнения системы (II)

$$u = -\frac{1}{2c} \sum_{i=1}^n m_i \frac{\partial S}{\partial x_i} . \quad (I2)$$

Из этого уравнения следует важный вывод о том, что если в функционале (10) уменьшать ограничение на величину энергии управления, т.е. устремлять коэффициент  $c$  к нулю, то оптимальное управление будет приводиться к виду

$$u = -U_m \operatorname{sign} \sum_{i=1}^n m_i \frac{\partial S}{\partial x_i} , \quad (I3)$$

где  $U_m$  — максимально возможное значение управления, и, следовательно, в этом случае система переходит к релейному управлению, что хорошо согласуется с заключением, полученным ранее, о целесообразности использования релейного принципа управления.

Исходя из выражений (I2) и (I3) очевидно, что задача синтеза алгоритма управления сводится к отысканию функции Беллмана, которая может быть заменена на функцию Ляпунова.

Уравнение в частных производных для определения функции Беллмана имеет вид

$$\sum_{i=1}^n q_i x_i^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} x_i x_j \frac{\partial S}{\partial x_i} = \frac{1}{4} \left[ \sum_{i=1}^n m_i \frac{\partial S}{\partial x_i} \right]^2 . \quad (I4)$$

Если использовать решение этого нелинейного уравнения в частных производных в виде квадратичной формы

$$S = A_{11} x_1^2 + A_{12} x_1 x_2 + \dots + A_{1n} x_1 x_n + A_{21} x_2 x_1 + A_{22} x_2^2 + \dots + A_{ij} x_i x_j , \quad (I5)$$

то можно получить формулы для значений производных

$$\begin{aligned} \frac{\partial S}{\partial x_1} &= 2 ( A_{11} x_1 + A_{12} x_2 + \dots + A_{1n} x_n ) ; \\ \frac{\partial S}{\partial x_2} &= 2 ( A_{12} x_1 + A_{22} x_2 + \dots + A_{2n} x_n ) ; \\ &\vdots \\ \frac{\partial S}{\partial x_n} &= 2 ( A_{1n} x_1 + A_{2n} x_2 + \dots + A_{nn} x_n ) . \end{aligned} \quad (16)$$

Показано, что общее выражение для оптимальной функции управления можно представить в виде

$$u = \sum_{i=1}^n p_i x_i . \quad (17)$$

а для отсутствия ограничений на энергию управления

$$u = \text{sign} \sum_{i=1}^n p_i x_i . \quad (18)$$

Из этого очевиден следующий важный вывод о том, что для системы (9) в случае применения квадратичного функционала качества и отсутствия ограничений на энергию управления оптимальным управлением является релейное управление от линейной формы фазовых координат. Таким образом, получаемый алгоритм является, как и ожидалось выше, "алгебраическим" и стратегия управления системой в этом случае определяется лишь ее состоянием в текущий момент времени. Это, как указывалось ранее, является принципиальной основой построения предельно быстродействующей системы регулирования.

Таким образом, задача синтеза оптимального управления по критерию (10) сводится к определению функции Ляпунова  $V$ . Такое управление не только оптимизирует движение фазовых координат по заданным траекториям, но и обеспечивает устойчивость этого движения.

Предлагается для построения функции Ляпунова использовать подход Е.А.Барбашина. В соответствии с этим методом, функция Ляпунова для линейной системы ищется как определитель (называемый далее определителем Барбашина), в общем случае, вида (20).

Порядок определителя Барбашина вычисляется по формуле

$$q = \frac{n ( n+1 )}{2} + 1 . \quad (19)$$

где:  $n$  - порядок системы.

$$V = -\frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 0 & \eta_1^2 & 2\eta_1\eta_2 \dots 2\eta_1\eta_n & \eta_2^2 & \dots & 2\eta_2\eta_n & \dots & \eta_n^2 \\ q_{11} & a_{11,11} & a_{12,11} \dots a_{1n,11} & a_{22,11} & \dots & a_{2n,11} & \dots & a_{nn,11} \\ 2q_{12} & a_{11,12} & a_{12,12} \dots a_{1n,12} & a_{22,12} & \dots & a_{2n,12} & \dots & a_{nn,12} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2q_{1n} & a_{11,1n} & a_{12,1n} \dots a_{1n,1n} & a_{22,1n} & \dots & a_{2n,1n} & \dots & a_{nn,1n} \\ q_{22} & a_{11,22} & a_{12,22} \dots a_{1n,22} & a_{22,22} & \dots & a_{2n,22} & \dots & a_{nn,22} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2q_{2n} & a_{11,2n} & a_{12,2n} \dots a_{1n,2n} & a_{22,2n} & \dots & a_{2n,2n} & \dots & a_{nn,2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ q_{nn} & a_{11,nn} & a_{12,nn} \dots a_{1n,nn} & a_{22,nn} & \dots & a_{2n,nn} & \dots & a_{nn,nn} \end{vmatrix} \quad (20)$$

где:  $a_{ij,kl}$  - постоянные вещественные коэффициенты оптимизируемой системы (9), подчиняющиеся соотношениям

$$a(i, k, j, l) = a(k, l, j, i) = a(k, l, i, j) \quad (21)$$

$$a_{ik,jl} = \begin{cases} 0 & \text{при } i = j, k = l, k = j, i = l; \\ a_{kl} & \text{при } i = j, k = l; \\ a_{ii} + a_{kk} & \text{при } i = j, k = l, i = k; \\ a_{ii} & \text{при } i = j = k = l. \end{cases} \quad (22)$$

$q_{kl}$  - весовые коэффициенты при фазовых координатах в минимизируемом функционале (10).

В свою очередь управление (18), исходя из представления оптимальной функции Ляпунова в виде (20), может быть представлено как

$$U^0(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n) = -\text{sign} \left( m_n \sum_{k=1}^n \frac{\Delta_{kn}}{\Delta} \eta_k \right). \quad (23)$$

где  $\Delta$  - минор, относящийся к первому элементу строки определителя (20), в котором определитель  $\Delta$  выделен пунктиром;

$\Delta_{kn}$  - минор, получаемый из  $\Delta$ , в котором столбец, соответствующий элементам  $\eta_k, \eta_n$  определителя (20) заменен первым столбцом, т.е. столбцом "штрафов" минимизируемого функционала качества (10).

Вынося в (23) за знак sign постоянные множители и отбрасывая

их с учетом знака получаем

$$U^0(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n) = - \operatorname{sign} \sum_{k=1}^n A_{kn}^* \eta_k = - \operatorname{sign} ( A_{1n}^* \eta_1 + A_{2n}^* \eta_2 + \dots + A_{nn}^* \eta_n ) , \quad (24)$$

где 
$$A_{kl}^* = \Delta A_{kl} = \Delta_{kl} . \quad (25)$$

Из (24) и (25) следует, что вычисляемые миноры  $\Delta_{kl}$  определителя Бербашина (19) являются весовыми коэффициентами в алгоритмах оптимальных управлений регуляторов фазовых координат возмущенного движения объекта управления (силовой части преобразователя).

В четвертой главе рассмотрены вопросы практического конструирования регуляторов для импульсных следящих преобразователей при различных вариантах построения силовой части, в частности, с одно и двухзвенным сглаживающим LC-фильтром. Так например, для импульсного регулятора с двухзвенным сглаживающим фильтром (рис.1), система дифференциальных уравнений состояния имеет вид

$$\begin{aligned} e &= i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + i_3 R_3 + U_1; \\ e &= i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + i_2 R_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + i_4 R_4 + U_2; \\ i_1 &= i_3 + i_2; & i_2 &= i_4 + i_5; \\ i_3 &= \frac{e - i_1 R_1 - L_1 \frac{di_1}{dt} - U_1}{R_3}; \\ i_4 &= \frac{i_3 R_3 + U_1 - i_2 R_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} - U_2}{R_4}; \end{aligned} \quad (26)$$

В результате синтеза получаем управление вида

$$U^0(x_1, x_2, x_3, x_4) = - \operatorname{sign} \left[ \left( C_{14} \bar{x}_1^* + C_{24} \bar{x}_2^* + C_{34} \frac{U_0}{I_0} \bar{x}_3^* + C_{44} \frac{U_0}{I_0} \bar{x}_4^* \right) \frac{U_y^*}{U_0} - C_{14} \bar{x}_1 - C_{24} \bar{x}_2 - C_{34} \bar{x}_3 - C_{44} \bar{x}_4 \right] \quad (27)$$



оказываются не худшими, а в ряде случаев существенно превосходят динамические свойства известных систем с ШИМ.

В пятой главе рассматриваются вопросы обеспечения функционирования и использования следящих инверторов переменного напряжения.

Показано, что использование разработанных структур и синтезированных алгоритмов в импульсных преобразователях постоянного напряжения или тока при их практической реализации не обусловлены какими-либо принципиальными трудностями. Иначе обстоит дело при реализации регуляторов и преобразователей, формирующих переменные напряжение или ток, например, для электроприводов. Ввиду того, что собственно следящий преобразователь фактически является эффективным усилителем мощности входного задающего сигнала, то для реализации законченного в функциональном смысле изделия необходимо дополнить его устройствами для связи и согласования с внешними управляющими устройствами, оперирующими, как правило, с регулируемым, но постоянными по знаку сигналами.

Показано, что проблемы такого рода наиболее ярко проявляются при использовании следящих инверторов в широкорегулируемых электроприводах переменного тока. При включении инвертора, как силового регулирующего звена, в систему регулирования скорости двигателя переменного тока требуется устройство преобразования управляющих сигналов, пропорциональных требуемым значениям частоты, фазы выходного напряжения инвертора заданной формы и среднему значению этого напряжения в электрический эквивалент сравнительно низкого уровня, который с помощью собственно инвертора усиливается по мощности до необходимого значения. Устройства подобного рода получили название генераторов ведущего сигнала (ГВС) и являются одним из важных и неотъемлемых узлов систем управления модуляционных, в том числе и следящих, преобразователей переменного тока.

Другим вопросом, являющимся сопутствующим общей задаче построения следящих преобразователей, является вопрос оценки энергетических показателей использования преобразователей следящего типа. При этом показано, что для выявления общих энергетических характеристик системы целесообразно проводить анализ спектрального состава выходного напряжения инвертора, который является наиболее полной его характеристикой. По полученному в результате анализа спектру можно по известным методам рассчитать соответствующий ток на-

грузки и оценить условия ее работы.

Предложено для анализа спектрального состава развить известный метод двойных рядов Фурье, примерно аналогично тому, как это осуществляется для инверторов с ШИМ. Показано, что для инвертора такого типа выходное напряжение выражается в функции двух переменных

$$U_H(t) = U_H(x, y) = \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} C_{m, n} \exp\left[j2\pi(mx + ny)\right], \quad (29)$$

где:  $x = \frac{\omega_0 t}{2\pi}$ ;  $y = \frac{\omega_s t}{2\pi}$ ;  $m$  и  $n$  - кратности гармоник частот  $\omega_0$  и  $\omega_s$  соответственно;  
 $\omega_s$  - несущая частота переключения силовых ключей инвертора;  
 $\omega_0$  - модулирующая (ведущая) частота.

Показано, что значение несущей частоты в инверторе со слежением зависит от коэффициента модуляции  $\mu$ , мгновенного значения модулирующего (ведущего) сигнала и описывается выражением

$$\omega_s = \frac{\omega_0(2 - \mu^2)}{2}. \quad (30)$$

Так как дополнительных ограничений и условий не накладывается, то правомерным является представление инвертора со слежением эквивалентным инвертором с двухсторонней двухполярной ШИМ, в котором осуществляется дополнительная частотная модуляция несущей частоты тем же входным ведущим сигналом, причем фазовый сдвиг частоты модуляции скважности импульсов и частоты модуляции несущей частоты равен нулю. Тогда, при введении зависимости несущей частоты от модулирующего сигнала в выражение составляющих спектра (29), можно получить выражение спектра для инвертора со слежением. В результате получено выражение (31), описывающее спектр напряжения инвертора со слежением.

$$U(t) = \mu E \sin \omega_s t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ k=-\infty}}^{\infty} \frac{2E}{\pi m} (-1)^n J_n\left(\frac{\pi m \mu}{2}\right) J_k\left[\frac{(m\epsilon + n)\mu^2}{4}\right] \times \\ \times \left\{ \sin\left(-\frac{\pi m}{2}\right) \left[1 + (-1)^n\right] \cos\left[\frac{m\epsilon(2 - \mu^2) + 2n}{2} + 2k\right] \omega_s t + \right. \quad (31)$$

$$+ \cos\left(\frac{\pi n}{2}\right) \left[1 - (-1)^n\right] \sin\left[\frac{m\epsilon(2 - \mu^2) + 2\pi}{2} + 2k\right] \omega_n t.$$

Показано, что известные методики расчета потерь в асинхронном двигателе, питаемом от инвертора с ШИМ, не предусматривают учета неканонических гармоник дробного порядка. В связи с этим разработано обобщение известных методик и предложена процедура приведения неканонических гармоник к системам прямой, обратной и нулевой последовательности.

Проанализированы уровни потерь в транзисторном инверторе с широкораспространенным построением силовой части и демпфирующих цепей при реализации следящего режима. Показано, что за счет сокращения числа переключений на периоде модулирующей частоты в транзисторном инверторе со слежением уровень потерь можно уменьшить примерно на 23...27%. Совместный анализ уровней потерь в инверторе и питаемой нагрузке позволил оценить общие энергетические показатели системы "преобразователь - нагрузка". В результате анализа показано, что общие потери мощности в системе примерно аналогичны по уровню системам с ШИМ, однако потери перераспределены в сторону увеличения доли потерь, приходящихся на нагрузку. Определены оптимальные с точки зрения минимума суммарных потерь в системе "преобразователь - нагрузка" значения несущих частот в различных по мощности инверторах со слежением.

При разработке методов формирования ведущих (управляющих) сигналов для систем управления следящими инверторами, показано, что наиболее эффективными методами формирования квазисинусоидальных сигналов являются методы аппроксимации полиномами нулевого порядка, иначе ступенчатой аппроксимации. При использовании этих методов сравнительно легко достигается широкий диапазон генерируемых частот, высокое качество формы, стабильность, электрическая управляемость частотой и амплитудой выходного напряжения, простота организации многофазных систем напряжения и т.д.

Для облегчения практической реализации возможны два варианта ступенчатой аппроксимации: способ с равномерным квантованием по уровню (РКУ) и способ с равномерным квантованием по времени (РКВ). Показано, что метод с РКВ более прост в реализации и обладает более широкими функциональными возможностями. Предложено дискретную сетку значений амплитуд ступеней аппроксимации реализовывать с по-

мощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП) с необходимым числом разрядов.

Рассмотрены вопросы схемотехнической реализации методов цифрового синтеза квазисинусоидальных ступенчатых ведущих напряжений. Показано, что для систем с РКВ необходимое число разрядов аппроксимирующего ЦАП должно быть не меньше, чем число разрядов двоичного счетчика, осуществляющего дискретизацию периода синтезируемой кривой. Предложен ряд вариантов структур генераторов ведущего сигнала (ГВС) с различными методами аппроксимации.

Рассмотрены варианты организации многофазных систем ведущих напряжений как программным методом, так и методом векторного суммирования. Разработаны и предложены соответствующие структуры ГВС для указанных вариантов. Особое внимание уделено вопросу получения в ГВС СУ инверторов со слежением режима "скачка фазы", реализация которого необходима при использовании инверторов в быстродействующих электроприводах переменного тока с векторным управлением. Предложен усовершенствованный векторный метод формирования многофазной системы напряжений, позволяющий реализовать требуемый режим.

Представлены результаты экспериментальных исследований ГВС по различным структурам в различных режимах функционирования. Показано, что предложенные схемотехнические основы выполнения однофазных и многофазных источников управляющих сигналов на основе программных и векторных методов формирования дают возможность реализовывать ГВС с высокими эксплуатационными характеристиками, высокой степенью унификации и с высоким быстродействием обработки сигналов, регулирующих выходное напряжение, частоту и фазу этого напряжения, обеспечивая при необходимости в многофазных системах реверс чередования фаз как аналоговым, так и логическим сигналом, что позволяет использовать разработанные ГВС не только в СУ следящих инверторов, но и в других преобразователях модуляционного типа.

В этой же главе приводятся сведения о практических разработках полупроводниковых преобразователей со следящим импульсным управлением, в частности, транзисторных преобразователей частоты для асинхронных электроприводов различного назначения, импульсных стабилизаторов постоянного напряжения различной мощности, многоячейковых стабилизированных преобразователей и формирователей переменного напряжения для систем энергоснабжения автономных объектов, агрегатов бесперебойного электропитания и т.д. Приводятся сведения

о реализации преобразователей с 3-уровневым и комбинированным 2-3-уровневым следящим управлением, приводятся характеристики таких преобразователей.

Опыт построения преобразователей с импульсным следящим управлением подтверждает целесообразность использования следящих алгоритмов для повышения динамических, эксплуатационных характеристик преобразовательных устройств и обеспечения эффективности их использования.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе развиты основы теории асинхронных следящих транзисторных преобразователей на основе предложенной методологии и обобщенной формализованной процедуры синтеза регуляторов указанных преобразователей, что позволило разработать и создать эффективные устройства данного класса. При этом получены следующие основные результаты:

1. Обоснованы основные положения и развита теория импульсных следящих ключевых преобразователей и на их основе развита классификация и разработаны новые способы построения асинхронных систем управления следящими транзисторными преобразователями.

2. Сформулирована и решена научно-техническая проблема прямого динамического синтеза управляющих структур импульсных ключевых преобразователей следящего типа, охватывающая вопросы исследования и обеспечения устойчивости установившихся и переходных процессов, качества переходных процессов и инвариантности к изменениям параметров и нагрузки. Обоснована возможность использования линейных (линеаризованных) моделей и уравнений в базисе переменных состояния, не вносящая методической погрешности при проведении процедуры синтеза регуляторов.

3. Обоснована и предложена обобщенная структура релейного следящего регулятора с контролем фазовых координат силовой части преобразователя. Разработана методология и обобщенная формализованная процедура синтеза регуляторов импульсных релейных следящих преобразователей с использованием метода аналитического конструирования регуляторов на основе динамического программирования Беллмана. Доказано, что управление при этом является релейной функцией линейной формы фазовых координат и реализуется с помощью регулятора с жесткими обратными связями по фазовым координатам объекта управления. Предложено использовать замену функции Беллмана на

функцию Ляпунова в виде положительно определенной квадратичной формы, что при проведении процедуры синтеза обеспечивает как устойчивость оптимизируемых динамических процессов, так и их требуемое качество.

4. Показано, что инвертор напряжения с интегральным слежением за кривой ведущего сигнала можно представить эквивалентным инвертором с двухсторонней двухполярной ШИМ, в котором осуществляется частотная модуляция несущей частоты ведущим сигналом. Определены и исследованы закономерности изменения спектрального состава выходного напряжения инверторов со слежением. Предложены методы учета неканонических гармоник для анализа режимов работы питаемой инверторами нагрузки. Установлено, что инверторы с интегральным слежением за кривой ведущего сигнала обладают определенными энергетическими преимуществами перед системами с разветвляющим ШИМ, в частности, обеспечивают сокращение числа переключений силовых ключей инвертора на периоде формирования выходного напряжения.

5. Показано, что использование принципа интегрального слежения позволяет снизить потери мощности в инверторе, общие же потери в системе "преобразователь - нагрузка" остаются примерно равными аналогичным по мощности системам с ШИМ-преобразователями. Предложены различные пути повышения качества выходного напряжения следящих инверторов, в частности, использование комбинированных и многоуровневых методов модуляции.

6. Предложены новые схемотехнические решения полупроводниковых преобразователей на основе транзисторных импульсных регуляторов со следящим управлением, а также различные структуры регуляторов и инверторов с 2-уровневой, 3-уровневой, комбинированной 2-3-уровневой и многоуровневой импульсной модуляцией.

7. Исследованы вопросы построения одного из основных узлов систем управления следящих инверторов и модуляционных преобразователей - генератора ведущего сигнала. Предложено для формирования ведущих квазисинусоидальных сигналов использовать цифровые методы синтеза напряжения, в том числе алгоритмы с равномерным квантованием по уровню и по времени. Определены рациональные области использования тех или иных методов, сформулированы соответствующие рекомендации. Предложен и обоснован метод дискретизации искомым параметров ступеней аппроксимации, что позволили существенно упростить процедуру расчета.

8. Рассмотрены методы формирования многофазных систем ведущих напряжений на основе разработанных программных и векторных методов с обеспечением возможности реверсирования чередования фаз. Предложены новые схемотехнические решения построения многофазных генераторов ведущего сигнала с возможностью быстродействующего регулирования частоты, амплитуды, фазы и чередования фаз выходного напряжения.

9. Показана возможность использования следящих методов управления для использования в быстродействующих регуляторах постоянного и переменного напряжения, формирователях переменного напряжения на основе многозонных методов импульсного регулирования. Предложены новые алгоритмы управления следящих многоячейковых инверторов для обеспечения эффективного выравнивания загрузки отдельных ячеек и, как следствие, улучшения массогабаритных показателей преобразователей.

10. На основе проведенных теоретических исследований разработаны и внедрены в эксплуатацию ряд практических разработок полупроводниковых стабилизаторов, инверторов и формирователей со следящим управлением, в т.ч. транзисторные преобразователи частоты для широкодиапазонных реверсивных асинхронных электроприводов, импульсные стабилизаторы постоянного напряжения, преобразователи и формирователи переменного напряжения промышленной частоты для систем электроснабжения автономных радиовзрывных комплексов, агрегатов бесперебойного электропитания. Ряд теоретических положений, изложенных в диссертации, используется в учебно-методической работе ряда вузов СНГ при подготовке специалистов в области промышленной электроники и автоматизированного электропривода.

#### ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ДИССЕРТАЦИИ ОСВЕЩЕНЫ В СЛЕДУЮЩИХ РАБОТАХ:

1. Мануковский Ю.М., Пузаков А.В. Широкорегулируемые автономные транзисторные преобразователи частоты.- Кишинев: Штиинца, 1990.- 152 с.

2. Пузаков А.В. Цифровой генератор инфранизкой частоты // Приборы и техника эксперимента.-1981.-№ 5.-С. 117-119.

3. Пузаков А.В., Мануковский Ю.М. Цифровой синтез многофазных задающих синусоидальных напряжений для преобразователей частоты асинхронного привода // Оптимизация и исследование электрических

машин.-Кишинев: Штиинца, 1982.-С. 56-63.

4. Пузаков А.В., Мануковский Ю.М. Генератор ведущего сигнала ступенчато-синусоидальной формы // Вентильные преобразователи в частотно-регулируемом электроприводе.-Кишинев: Штиинца, 1982.-С. 20-23.

5. Пузаков А.В., Остапчук Т.Б. Анализ выходного напряжения систем с частотно-широотно-импульсной модуляцией // VI Всесоюз. межвуз. конф. по теории и методам расчета нелинейных цепей и систем: Тез. докл.- Ташкент, 1982.-С. 124-125.

6. Пузаков А.В. Применение методов дискретного синтеза квазисинусоидальных ведущих напряжений преобразователей частоты // Проблемы преобразовательной техники.-Киев, 1983.- Ч.2.-С. 31-34.

7. Пузаков А.В. Метод расчета потерь в активно-индуктивной нагрузке при питании от инвертора с импульсной модуляцией // Автоматизация новейших электротехнологических процессов в машиностроении на основе применения полупроводниковых преобразователей: Тез. докл. V Всесоюз. конф.- Уфа, 1984.-С. 206.

8. Пузаков А.В. Метод расчета потерь в асинхронном двигателе при питании несинусоидальным напряжением // Состояние и перспективы совершенствования и производства асинхронных двигателей: Тез. докл. VII Всесоюз. научно-техн. конф. - Владимир, 1984.- С. 83.

9. Пузаков А.В. Синтез ведущих квазисинусоидальных напряжений в базе ортонормированной системы функций Уолша // Электромеханика.-1986.-№ 4.-С. 5-9.

10. Пузаков А.В. Общие принципы построения генераторов ведущего сигнала преобразователей частоты модуляционного типа // Техн. электродинамика.-1986.-№ 2.-С. 54-58.

11. Пузаков А.В. Синтез эффективных управляющих воздействий преобразователей частоты асинхронного электропривода // Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями: Тез. докл. VIII научно-техн. конф. - Свердловск, 1986.-С. 65.

12. Пузаков А.В., Остапчук Т.Б. Спектральный анализ выходного напряжения инвертора с замкнутым контуром управления // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей: Тез. докл. III Всесоюз. совещ.-Таллинн, 1986.-С. 28-29.

13. Пузаков А.В., Остапчук Т.Б. Синтез управляющих воздействий с малыми искажениями для преобразователей частоты модуляционного типа // Там же, С. 97.

14. Пузаков А.В. Цифроаналоговый синтез управляющих напряжений модуляционных преобразователей частоты // Электронные средства преобразования энергии: Матер. семинара.-М.: ЦНИИ Информации, 1986.- С. 34-35.

15. Пузаков А.В. Особенности моделирования реактивных элементов электрических цепей // Моделирование электроэнергетических систем: Тез. докл. IX Всесоюз. научно-техн. конф.- Рига, 1987.-С. 85-86.

16. Пузаков А.В. Цифроаналогофизическое моделирование питающей сети при разработке преобразовательных устройств // Там же, С. 428-429.

17. Пузаков А.В. Анализ спектрального состава выходного напряжения инвертора с замкнутым контуром управления // Электромеханика.-1987.-№ 1.-С. 90-94.

18. Пузаков А.В. Расчет потерь в асинхронном двигателе при питании от инвертора с ШИМ // Техн. электродинамика.-1987.-№ 2.-С. 100-103.

19. Пузаков А.В. Методы моделирования устройств преобразовательной техники // Системы управления энергетическим установками и комплексами преобразования энергии.- Уфа, 1987.- С. 60-64.

20. Пузаков А.В. Применение функций Уолша для синтеза квазисинусоидальных сигналов // Вопросы оптимизации вычислений: Тез. докл. Всесоюз. семинара.- Киев: Ин-т кибернетики, 1987.- С. 176-177.

21. Пузаков А.В. Использование преобразователей с замкнутым контуром управления в системах электропривода // X Всесоюз. конф. по автоматизир. эл.приводу: Тез. докл.- Воронеж, 1987.- С. 79-80.

22. Пузаков А.В., Остапчук Т.Б. Разработка пакета программ расчета электромагнитных процессов для САПР вентильных преобразователей // II респ. конф. по проблемам вычисл. матем. и автоматиз. научн. иссл.: Тез. докл. т. I.-Алма-Ата, 1988.-С. 85.

23. Пузаков А.В., Остапчук Т.Б. Выбор оптимального значения несущей частоты в системе "преобразователь частоты - асинхронный двигатель" // Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями: Тез. докл. VIII научно-техн. конф.-Свердловск.-1989.-С. 64-65.

24. Пузаков А.В., Остапчук Т.Б. Использование метода "предиктор-корректор" при расчете электромагнитных процессов в вентильных

преобразователях // Техн.электродинамика.-1990.-№ I.-С. 62-64.

25. Пузаков А.В. Построение систем бесперебойного питания бортовых вычислительных комплексов горных машин // Создание бортовых вычислительных комплексов горных машин: Матер. семинара.-Л., 1990.-С. 38-40.

26 Пузаков А.В. Использование преобразователей с замкнутым контуром управления в системах электропривода // Автоматизированный электропривод.-М.: Энергоатомиздат, 1990.-С. 419-423.

27. Пузаков А.В., Глазков В.Г. Повышение надежности многомодульных дискретных преобразователей постоянного напряжения // Электронные средства преобразования энергии: Матер. семинара.- М.: ЦНИИИнформации, 1990.- С. 17-19.

28. Пузаков А.В., Баранов А.Н. Новые структуры генераторов ведущего сигнала модуляционных преобразователей переменного напряжения // Там же, С. 31-33.

29. Пузаков А.В., Баранов А.Н., Глазков В.Г. Методы построения многоячейковых транзисторных формирователей переменного напряжения // Проблемы преобразовательной техники.-Чернигов, 1991.-Ч.4.-С. 165-166.

30. Пузаков А.В., Остапчук А.Б., Остапчук Т.Б. Синтез регуляторов импульсных стабилизаторов напряжения следящего типа // Техн. электродинамика.-1992.-№ 6.-С. 31-39.

31. А. с. 628537 СССР, МКИ G01C 27/00 Запоминающее устройство / А.В.Сидоренко, В.Ю. Бондарь, А.В.Игнатов, А.А.Крисан, А.В.Пузаков (СССР).-3 с.: ил.

32. А. с. 641355 СССР, МКИ G01R 19/18 Устройство для измерения малых постоянных и медленно меняющихся напряжений / В.Ю.Бондарь, А.В.Игнатов, А.А.Крисан, А.В.Пузаков (СССР).-3 с.: ил.

33. А. с. 809513 СССР, МКИ H03K 4/02 Цифровой генератор низкочастотных колебаний / А.В.Пузаков (СССР).-4 с.: ил.

34. А. с. 892651 СССР, МКИ H02P 13/18 Способ управления автономным инвертором / В.С.Кодекин, Н.П.Кутлер, А.С.Ленович, А.В.Пузаков и др. (СССР).-4 с.: ил.

35. А. с. 1011436 СССР, МКИ H02P 13/18 Задающий генератор многоступенчатого трехфазного напряжения / А.В.Пузаков (СССР).- 4 с.: ил.

36. А. с. 1083313 СССР, МКИ H02M 7/48 Устройство формирования квазисинусоидального многоступенчатого трехфазного напряжения /

А.В.Пузаков (СССР).-5 с.: ил.

37. А. с. I28390I СССР, МКИ Н02М I/08 Датчик напряжения вентиля преобразователя / В.И.Марченко, А.И.Мотченко, А.В.Пузаков (СССР).-4 с.: ил.

38. А. с. I2839I7 СССР, МКИ Н02М 7/48 Устройство для формирования трехфазного квазисинусоидального напряжения / А.В.Пузаков (СССР).-3 с.: ил.

39. А. с. I304II3 СССР, МКИ Н02М I/08 Генератор квазисинусоидального многофазного напряжения / А.В.Пузаков (СССР).-4 с.: ил.

40. А. с. I3058I4 СССР, МКИ Н02М I/08 Генератор многофазного квазисинусоидального напряжения / А.В.Пузаков (СССР).-5 с.: ил.

4I. А. с. I339829 СССР, МКИ Н02М 7/48 Задающий генератор многофазного квазисинусоидального напряжения / А.В.Пузаков (СССР).-3 с.: ил.

42. А. с. I34I590 СССР, МКИ G01R 23/02 Способ преобразования частоты в напряжение / В.И.Марченко, А.В.Пузаков (СССР).-5 с.: ил.

43. А. с. I345348 СССР, МКИ Н03М I/86 Преобразователь "частота-напряжение" / В.И.Марченко, А.В.Пузаков (СССР).-5 с.: ил.

44. А. с. I356I4I СССР, МКИ Н02М I/08 Способ формирования многофазной системы квазисинусоидальных напряжений / А.В.Пузаков (СССР).-6 с.: ил.

45. А. с. I575277 СССР, МКИ Н02М 7/00 Задающий генератор многоступенчатого квазисинусоидального напряжения / А.В.Пузаков, Т.Б.Остапчук, А.Б.Остапчук (СССР).-4 с.: ил.

46. А. с. I598080 СССР, МКИ Н02М 5/12 Способ управления трехфазным преобразователем частоты / А.В.Пузаков, Т.Б.Остапчук, Ю.М.Мануковский, В.И.Олешук (СССР).-4 с.: ил.

47. А. с. I684892 СССР, МКИ Н02М 7/48 Способ управления преобразователем постоянного напряжения в переменное многоступенчатое / А.В.Пузаков, И.И.Михайленко (СССР).-5 с.: ил.

48. А. с. I688362 СССР, МКИ Н02М 7/48 Способ преобразования постоянного напряжения в переменное многоступенчатое / А.В.Пузаков (СССР).-4 с.: ил.

49. А. с. I7I453I СССР, МКИ G01R 23/02 Способ преобразования частоты в напряжение / А.В.Пузаков, А.Н.Баранов (СССР).-6 с.: ил.

50. А. с. I737666 СССР, МКИ Н02М 3/337 Способ регулирования выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения / А.В.Пузаков (СССР).-4 с.: ил.

51. А. с. по заявке 4920508 СССР, МКИ Н02М 7/48 Способ управления мостовым преобразователем в пусковом режиме / В.И.Олещук, А.В.Пузаков, полож. решение от 24.09.91 (СССР).-5 с.: ил.

52. А. с. по заявке 4945956 СССР, МКИ Н02М 7/48 Способ управления преобразователем постоянного напряжения в переменное многоступенчатое / А.В.Пузаков, А.Н.Баранов, В.Г.Глазков, полож. решение от 14.11.91 (СССР).-3 с.: ил.

53. А. с. по заявке 5009782 СССР, МКИ Н02М 7/48 Способ управления следящим автономным инвертором / А.В.Пузаков, полож. решение от 30.01.92 (СССР).-3 с.: ил.

54. А. с. по заявке 5000219 СССР, МКИ Н02М 7/537 Способ управления следящим многоячейковым преобразователем / А.В.Пузаков, полож. решение от 2.04.92 (СССР).-4 с.: ил.

55. А. с. по заявке 5014647 СССР, МКИ Н02М 7/515 Способ управления автономным инвертром с широтно-импульсной модуляцией / А.В.Пузаков, полож. решение от 30.03.92 (СССР).-5 с.: ил.

56. А. с. по заявке 5014912 СССР, МКИ G05F 1/44 Способ следящего дискретного регулирования напряжения / А.В.Пузаков, полож. решение от 15.04.92 (СССР).-4 с.: ил.

57. А. с. по заявке 5037770 СССР, МКИ Н02М 3/156 Способ управления импульсным преобразователем / А.В.Пузаков, А.Б.Остапчук, Т.Б.Остапчук, полож. решение от 5.10.92 (СССР).-3 с.: ил.

Личный вклад соискателя в работах, написанных в соавторстве, состоит в следующем: в работе /1/ соискателю принадлежат теоретические исследования и разработки цифровых методов синтеза квазисинусоидальных сигналов; в работах /3, 4/ - обоснование предлагаемых технических решений; в работах /5, 12, 13, 22...24, 30/ - постановка научной задачи, вывод основных соотношений и трактовка научных результатов; в работах /27...29/ - предложение метода решения поставленной задачи; в работах /31, 32, 34, 37, 42, 43, 45...47, 49, 51, 52, 57/ вклад соискателя определен справками о творческом участии авторов в создании изобретений.

Соискатель



А.В.Пузаков

469549

АВ 26.541

Подписано к печати 24.12.1992г.  
Бумага офсетная. Усл.-печ.лист. 2,0  
Тираж 100. Заказ 1419. Бесплатно

Формат 60x84/16  
Уч.-изд.лист 2,0

---

Полиграф. уч-к Института электродинамики АН Украины,  
252057, Киев-57, проспект Победы, 56