

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ЧЕРНИГОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

Ревко Анатолий Сергеевич

УДК 621.316.722.1

КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ДЛЯ СИСТЕМ ТОЧНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Специальность 05.09.12 – Полупроводниковые преобразователи электроэнергии

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель –

Денисов Юрий Александрович

кандидат технических наук, доцент

Чернигов – 2004

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|----|
| ВВЕДЕНИЕ | 5 |
| РАЗДЕЛ 1. ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ТОЧНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА | 12 |
| 1.1. Пути улучшения характеристик импульсных источников питания | 12 |
| 1.2. Особенности квазирезонансного импульсного преобразователя..... | 16 |
| 1.3. Особенности аппаратуры точной магнитной записи..... | 18 |
| Выводы к разделу 1 | 23 |
| РАЗДЕЛ 2. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В КВАЗИРЕЗОНАНСНОМ ИМПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА | 24 |
| 2.1. Особенности коммутации квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе, на противо-э.д.с.. | 24 |
| 2.2. Переходные и установившиеся процессы в преобразователе | 27 |
| 2.3. Пульсации выходного тока преобразователя..... | 35 |
| 2.4. Моделирование процессов в преобразователе | 41 |
| 2.5. Спектр потребляемого тока | 47 |
| 2.6. Экспериментальная проверка результатов анализа и моделирования..... | 50 |
| Выводы к разделу 2 | 56 |
| РАЗДЕЛ 3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА | 58 |
| 3.1. Влияние квазирезонансного импульсного преобразователя на механические характеристики двигателя постоянного тока | 59 |
| 3.2. Влияние квазирезонансного импульсного преобразователя на величину пульсаций скорости двигателя постоянного тока | 69 |

| | |
|---|-----|
| Выводы к разделу 3 | 73 |
| РАЗДЕЛ 4. ОПТИМИЗАЦИЯ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА | 75 |
| 4.1. Особенности оптимизации преобразователя | 75 |
| 4.2. Оптимизация системы управления для позиционирования | 76 |
| 4.3. Оптимизация системы управления преобразователя для разгона | 91 |
| Выводы к разделу 4 | 101 |
| РАЗДЕЛ 5. РЕВЕРСИВНЫЙ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЦИФРОВОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ 103 | |
| 5.1. Требование к преобразователю | 103 |
| 5.2. Силовая часть преобразователя | 104 |
| 5.3. Система управления преобразователя | 109 |
| 5.3.1. Система управления для позиционирования..... | 111 |
| 5.3.2. Система управления для стабилизации скорости..... | 120 |
| Выводы к разделу 5 | 129 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ | 131 |
| СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ | 133 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ А. Модели полупроводниковых приборов программы PSpice | 143 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Выражение для механической характеристики..... | 145 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ В. Схемы систем управления преобразователя | 152 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Параметры двигателя HSM150..... | 157 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Акты об использовании результатов диссертационной работы | 159 |

| | |
|---|-----|
| ПРИЛОЖЕНИЕ Ж. Фотографии макета квазирезонансного импульсного | |
| преобразователя с двигателем постоянного тока..... | 163 |

ВВЕДЕНИЕ

Современное состояние энергосберегающих технологий в значительной мере определяется уровнем развития силовой электроники, которая создает эффективные предпосылки для управления параметрами электроэнергии с целью ее экономного использования.

Во многих электронных устройствах преобразователи для питания электродвигателей являются звеном со значительным энергопотреблением по сравнению с остальными цепями. В последнее время происходит резкий рост объемов выпуска и улучшение качества силовых полупроводниковых приборов с высокими статическими и динамическими характеристиками, что позволяет создать новое поколение импульсных преобразователей электроэнергии.

Настоящая диссертация посвящена разработке импульсных источников питания электродвигателей с улучшенными технико-экономическими характеристиками и экспериментальной проверке полученных результатов на примерах проектирования новых образцов источников питания для точного электропривода постоянного тока. Практическая цель диссертации направлена на внедрение разработанной теории и практических результатов в учебный процесс и в практику организаций, занимающихся исследованием и разработкой источников питания для двигателей постоянного тока. Несмотря на то, что указанным вопросам, традиционно, уделяется много внимания со стороны исследователей, инженеров-проектировщиков, проблема создания надёжных экономных и малогабаритных источников питания, электромагнитно совместимых с сетью, по-прежнему остаётся актуальной. Этой проблеме посвятили свои труды известные специалисты силовой электроники: А. К. Шидловский, Т. А. Глазенко, И. В. Волков, В. С. Руденко, А. И. Денисов, В. Н. Исаков, К. А. Липковский, Э. М. Чехет, Н. С. Комаров, В. П. Шипилло,

В. А. Лабунцов, О. Г. Булатов, А. Д. Поздеев, В. Я. Жуйков и др.

В немалой степени существованию вышеуказанной проблемы способствует несовершенство методов проектирования импульсных систем питания. Известные методы не всегда с достаточной точностью учитывают влияние дискретной нелинейности импульсных систем на характер динамических процессов.

Актуальность темы. Изначально источники питания электродвигателей выполнялись на основе лишь непрерывного регулирования, поэтому расчёт их динамических характеристик не был связан с принципиальными трудностями. Основу методов их расчёта составляла классическая теория управления и регулирования [13, 14, 36, 49]. Непрерывные (линейные) источники питания разрабатываются и в настоящее время, однако, диапазон их применения постоянно сужается из-за невысоких технико-экономических характеристик.

Уже сравнительно давно в качестве источников питания для электродвигателей широко используются импульсные преобразователи, в основном на базе широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Эти преобразователи имеют высокий коэффициент полезного действия (КПД) и хорошие массогабаритные показатели, но в то же время они генерируют в эфир и питающую сеть значительный уровень электромагнитных помех.

В настоящее время, при разработке источников питания электропривода, вопросы качественной стабилизации скорости, электромагнитной совместимости с питающей сетью решаются комплексно на основании новейших достижений технологии производства силовых полупроводниковых приборов и микросхемотехники.

Современный уровень элементной базы силовой электроники – мощных полностью управляемых полупроводниковых приборов, магнитных материалов, конденсаторов – позволяет разрабатывать малогабаритные и надежные ключи в

интегральном исполнении, работающие в мегагерцовом частотном диапазоне, когда в качестве фильтрующих цепей выступают паразитные параметры схемы.

Реализация возможностей современной элементной базы, с целью достижения граничных характеристик источников питания электродвигателей, связано с глубоким изучением процессов, протекающих в их энергетических и информационных каналах с учетом специфики режимов энергопреобразования, управления. В частности, на высоких частотах растет влияние помех, а также параметров силовых приборов и фильтров на динамические процессы в преобразователе, что заставляет искать новые принципы построения ключевых элементов и цепей обратной связи.

В последнее десятилетие в стадии интенсивных исследований находятся ключевые элементы на основе квазирезонанса, переключение которых происходит при нулевом токе или же при нулевом напряжении. Использование квазирезонансных ключей значительно повышает энергетические, динамические и удельные характеристики источников питания, электромагнитную совместимость с питающей сетью. Работа таких преобразователей на высокой частоте также способствует уменьшению пульсаций скорости электродвигателя.

В настоящее время квазирезонансные преобразователи в основном используются во вторичных источниках электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Анализ отечественных и зарубежных литературных источников показал, что вопросам использования квазирезонансных импульсных преобразователей для питания электродвигателей уделяется очень мало внимания, но потребность в таких исследованиях существует.

Таким образом, встает необходимость в исследовании динамических процессов в квазирезонансных импульсных преобразователях (КРИП) постоянного напряжения с нагрузкой в виде двигателя с целью повышения

технико-экономических характеристик источников питания для электродвигателей.

Связь работы с научными программами, планами, темами. Диссертационная работа выполнена в Черниговском государственном технологическом университете по приоритетному направлению развития науки и техники Украины в рамках научно-исследовательской работы «Исследование теоретических и прикладных проблем повышения качества электроэнергии в сети» №55/00 (№ ГР 0100U000816) в соответствии с решением Научно-экспертного совета МОН Украины, протокол №11 от 12.01.2000, в которой соискатель был ответственным исполнителем.

Цель и задачи исследований. Целью диссертации является дальнейшее развитие теории и практики квазирезонансных импульсных преобразователей и разработка на этой основе рекомендаций по созданию новых преобразователей с повышенным качеством для использования в точном электроприводе постоянного тока.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи.

- 1) Исследование электромагнитных процессов в квазирезонансных импульсных преобразователях, переключаемых при нулевом токе (КРИП-ПНТ) с нагрузкой в виде двигателя постоянного тока (ДПТ).
- 2) Определение статических характеристик КРИП-ПНТ с ДПТ; нахождение пульсаций тока и скорости двигателя постоянного тока.
- 3) Определение алгоритма работы системы управления КРИП-ПНТ, оптимальной по быстродействию.
- 4) Электронное моделирование КРИП с ДПТ для уточнения теоретических результатов исследования.
- 5) Разработка лабораторных образцов КРИП-ПНТ для питания электропривода.

б) Разработка рекомендаций по областям наиболее эффективного применения КРИП в прецизионном электроприводе.

Объектом исследования является квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе, с нагрузкой в виде двигателя постоянного тока.

Предметом исследований являются электромагнитные процессы в квазирезонансном импульсном преобразователе, переключаемом при нулевом токе с двигателем постоянного тока; механические характеристики двигателя постоянного тока с КРИП-ПНТ, оптимизация системы управления КРИП-ПНТ по быстродействию.

Методы исследования. При решении поставленных в диссертации задач использовались теория электрических цепей, положения фундаментальной теории линейных и нелинейных импульсных систем, операторный метод, метод Z-преобразования, кусочно-припасовочный метод, принцип максимума Понтрягина, математическое и физическое моделирование.

Математические расчеты выполнены на персональном компьютере с использованием программы Maple, моделирование динамических процессов в импульсных преобразователях – с использованием пакета программ PSpice. Для получения данных с цифрового осциллографа применялось компьютерное программное обеспечение WaveStar.

Научная новизна полученных результатов:

– получили дальнейшее развитие теоретические исследования квазирезонансных импульсных преобразователей;

– впервые выполнен анализ электромагнитных процессов в КРИП-ПНТ с нагрузкой в виде ДПТ, установлена связь между параметрами КРИП-ПНТ и ДПТ;

– впервые определено влияние противо-э.д.с. якоря ДПТ на режим переключения при нулевом токе КРИП-ПНТ;

- определены раньше неизвесные диапазоны влияния резонансного контура КРИП-ПНТ на импульсные механические характеристики ДПТ и пульсации скорости;

- получило дальнейшее развитие электромагнитной совместимости КРИП-ПНТ с питающей сетью;

- получены новые аналитические зависимости выходного сигнала системы управления КРИП, оптимального по быстродействию.

Практическое значение полученных результатов:

- доказано, что использование квазирезонансных преобразователей в качестве ключевых элементов источников питания для двигателей постоянного тока позволяет улучшить технико-экономические характеристики точных электроприводов и их электромагнитную совместимость с питающей сетью;

- на основе принципа максимума Понтрягина, для КРИП-ПНТ с ДПТ разработана цифровая система управления, оптимизированная по быстродействию;

- разработаны рекомендации по применению КРИП-ПНТ в системах электроприводов постоянного тока;

- теоретические результаты исследований положены в основу создания эффективных реверсивных КРИП-ПНТ для питания двигателей постоянного тока, которые рекомендованы для использования в разработках совместного научно-производственного медицинского предприятия «СОЛИНГ» (г. Киев) и в разработках ОАО «ЧеЗаРа» (г. Чернигов);

- результаты анализа электромагнитных процессов в КРИП-ПНТ с ДПТ, полученные выражения импульсных механических характеристик ДПТ с питанием от КРИП-ПНТ, действующие макеты КРИП-ПНТ используются в лекциях, на практических и лабораторных занятиях по курсу "Системы преобразовательной техники" а также в дипломном проектировании на кафедре

промышленной электроники Черниговского государственного технологического университета.

Личный вклад соискателя. Научные положения и результаты, изложенные в диссертации, получены автором лично.

Работы [58, 59] написаны автором самостоятельно. В печатных изданиях, опубликованных в соавторстве, лично соискателю принадлежит: в [29] – экспериментальное исследование спектра потребляемого от сети тока; в [30] – расчет электромагнитных процессов в КРИП-ПНТ с ДПТ, компьютерное моделирование и экспериментальная проверка результатов расчета; в [28] – расчет импульсных механических характеристик и пульсации скорости ДПТ с питанием от КРИП, экспериментальная проверка результатов расчета на макете.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на:

1. Международной конференции «Проблемы современной электротехники» (Киев, 2000 г.).

2. Международной научно-технической конференции «Силовая электроника и энергоэффективность» (Алушта, 2001 г.).

3. На научных семинарах Национальной Академии Наук Украины «Научные основы электроэнергетики» (Чернигов, 1999 – 2004 гг.).

Публикации. Основное содержание диссертации отражено в 5 статьях, опубликованных в специальных научных изданиях (из них 2 статьи без соавторов).

РАЗДЕЛ 1

ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ТОЧНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.1. Пути улучшения характеристик импульсных источников питания

Рассмотрим возможные направления улучшения наиболее важных характеристик импульсных источников питания для электропривода.

1) Коэффициент полезного действия обеспечивается за счёт рационального выбора силового полупроводникового прибора (тиристор, биполярный, полевой транзисторы) схемы его включения и управления. Минимальные потери мощности на силовом ключе обеспечивают за счёт выбора оптимальной частоты переключения и траектории движения рабочей точки, что предъявляет жёсткие требования к схемам формирования управляющих импульсов и к характеристикам силовых полупроводниковых приборов. Использование в источниках питания силовых трансформаторов, дросселей, фильтрующих конденсаторов требует обоснованного, с точки зрения минимизации потерь мощности, выбора материала сердечников, типа конденсаторов [8, 33, 64, 71, 97].

2) Электромагнитная совместимость с питающей сетью. В общем случае это требование сводится к тому, чтобы источник питания представлял для питающей сети активную нагрузку и тогда потребляемый ток повторяет форму напряжения сети и синфазен с ним.

Указанное требование удовлетворяется средствами управления, применением искусственной коммутации, а также путём компенсации реактивной мощности, потребляемой от сети [45, 46, 80, 81, 96].

3) Точность стабилизации скорости при заданном характере и диапазонах действия возмущений по питанию и по нагрузке. Отклонение скорости в электроприводе от заданного значения в результате изменения нагрузки, напряжения питания должны компенсироваться действием обратных связей. Процесс компенсации должен сопровождаться минимальным перерегулированием и длительностью с необходимым запасом устойчивости. Потери мощности при этом должны быть минимальными. Перечисленные требования не всегда согласуются, особенно в части выполнения требований по качеству энергетических и динамических характеристик. Достижение высокого к. п. д. требует снижения активных сопротивлений силовых ключей, снижения потерь в дросселях, фильтрующих конденсаторах и в двигателе. Однако эти мероприятия приводят к увеличению добротности системы, что повышает её колебательность и снижает запас устойчивости. Очевидно, что взаимоувязка энергетических и динамических характеристик импульсных преобразователей является следствием определённого компромисса [6, 32].

4) Массогабаритные показатели. Снижение массы и габаритов источников питания электропривода достигается, в основном, за счет применения высокой частоты преобразования и бестрансформаторных (сетевых) выпрямителей. Конструктивная компоновка силовых узлов должна быть плотной с эффективным отводом тепла. Для его снижения существуют методы дозированной передачи энергии в нагрузку [39, 85].

5) Уровень помех. Ключевой режим работы силовых полупроводниковых приборов связан с большими скоростями изменения тока и напряжения. Частотный спектр энергии, выделяемой в процессе работы силовых ключей, очень широк. Эта энергия распространяется по питающим проводам и по эфиру, создавая помехи радиотехническим устройствам и другой электронной аппаратуре [12]. Уровень помех можно снизить, если силовой ключ включать при нулевом напряжении, а выключать при нулевом токе, что достигается

реализацией соответствующей траектории движения его рабочей точки. Помехоустойчивость схем зависит, также, и от типа силовых полупроводниковых приборов. Хорошей помехоустойчивостью обладают схемы, построенные на МДП–транзисторах [34]. Комплекс перечисленных требований наиболее эффективно можно удовлетворить, используя новые идеи построения силового ключа импульсного преобразователя. В последние годы внимание специалистов силовой электроники привлекает ключ на основе квазирезонанса [31, 47, 48, 87–89, 92–94, 98, 100]. Квазирезонансные импульсные преобразователи позволяют достичь хорошей электромагнитной совместимости с питающей сетью, низкого уровня помех, хороших удельных характеристик за счет синусоидальной формы потребляемого тока и высокой (до 10 МГц) частоты переключения. Для достижения высокого к.п.д. с целью снижения динамических потерь силовые вентили могут выполняться как синхронные выпрямители.

Опыт создания образцов новой техники показывает, что путь от прогрессивной идеи до ее практической реализации требует значительных усилий со стороны исследователей, проектировщиков и технологов. Практической реализации идеи квазирезонанса в силовой электронике способствуют современные достижения в области силовых полупроводниковых приборов, микроэлектроники, а также высокое качество компонентов электронных схем: сердечников дросселей, конденсаторов, резисторов. В процессе разработки КРИП для электропривода возникает ряд специфических трудностей, связанных с особенностями используемых силовых полупроводниковых приборов и принципов управления ими на высоких частотах переключения. Основными приборами, на которых выполняется квазирезонансный ключ, являются полевые транзисторы, силовые модули IGBT [42, 72–74], которые имеют значительную входную и проходную емкости, что влияет на быстродействие и область устойчивости замкнутой системы. Для

достижения высокого быстродействия необходимо осуществлять форсированный заряд входной емкости полевого транзистора, что следует учитывать в системе управления. Переключение силового транзистора при нулевом токе или же при нулевом напряжении налагает дополнительные функции на систему управления квазирезонансным ключом. Помимо этого следует учитывать, что колебания нагрузки могут привести к нарушению условий квазирезонанса, поэтому требуется надежный контроль за этим режимом со стороны системы управления. Очевидно, что вопросы конструирования систем управления КРИП требуют отдельного рассмотрения. Уровень решения этих вопросов окажет непосредственное влияние на качество энергетики и динамики импульсного преобразователя и области их применения. Важным этапом в процессе разработки источников питания для электропривода является проектирование цепи обратной связи. Эта задача решается как задача синтеза корректирующих устройств, обеспечивающих заданные показатели качества переходных процессов: быстродействие, перерегулирование, запас устойчивости [6, 76, 82]. Решение этой задачи встречает принципиальные затруднения, если процессы, протекающие в КРИП, строго учитываются при его представлении звеном системы.

В работе [48] КРИП представляется непрерывным звеном, что справедливо для частного случая узкополосных стабилизаторов, в которых исчезают принципиальные различия между непрерывными и импульсными регулирующими элементами. В таких системах полоса пропускания определяется не преобразователем, а его нагрузкой. При попытке реализовать предельное быстродействие, что позволяет достичь высокого качества стабилизации, полосу пропускания системы определяет частотная характеристика преобразователя. При учете дискретной нелинейности преобразователя возникают принципиальные трудности анализа таких систем.

Аналитическое описание процессов здесь можно выполнить лишь с известной долей идеализации, учитывая особенности импульсной модуляции

1.2. Особенности квазирезонансного импульсного преобразователя

Квазирезонансные импульсные преобразователи, переключаемые при нулевом токе (КРИП-ПНТ) и при нулевом напряжении (КРИП-ПНН), находят эффективное применение в качестве источников питания для электроприводов постоянного тока и в сетевых источниках питания. За счет высокой частоты коммутации и режима выключения транзистора при нулевом токе или нулевом напряжении достигаются высокие (2-4) кВт/дм³ удельные характеристики и к.п.д. порядка 0.95.

В сетях распределенного электропитания КРИП работают на статическую комплексную нагрузку и, как правило, коммутируются в широком диапазоне частот. По сравнению с широтно-импульсными преобразователями КРИП имеют заметные преимущества. Силовой транзистор в КРИП переключается при нулевом токе или же нулевом напряжении, что позволяет снизить до минимума динамические потери на силовом транзисторе. Эта особенность позволяет повысить рабочую частоту преобразователя и в результате уменьшить размеры реактивных элементов, уменьшить пульсации выходного напряжения или тока, что улучшает массогабаритные показатели системы. К тому же наличие резонансного контура благоприятно сказывается на форме потребляемого от сети тока. Форма потребляемого тока близка к синусоидальной, что упрощает задачи повышения электромагнитной совместимости преобразователя с сетью.

В [90, 99] описаны различные варианты схем понижающих и повышающих, однополупериодных, двухполупериодных КРИП-ПНТ и КРИП-ПНН. На рис. 1.1а представлена схема широтно-импульсного преобразователя

(ШИП). Если добавить в эту схему резонансный контур $L_r C_r$ и диод D_1 , получим однополупериодный (рис. 1.1б) и двухполупериодный (рис. 1.1в) КРИП-ПНТ.

Исследование работы КРИП-ПНТ на статическую нагрузку по постоянной

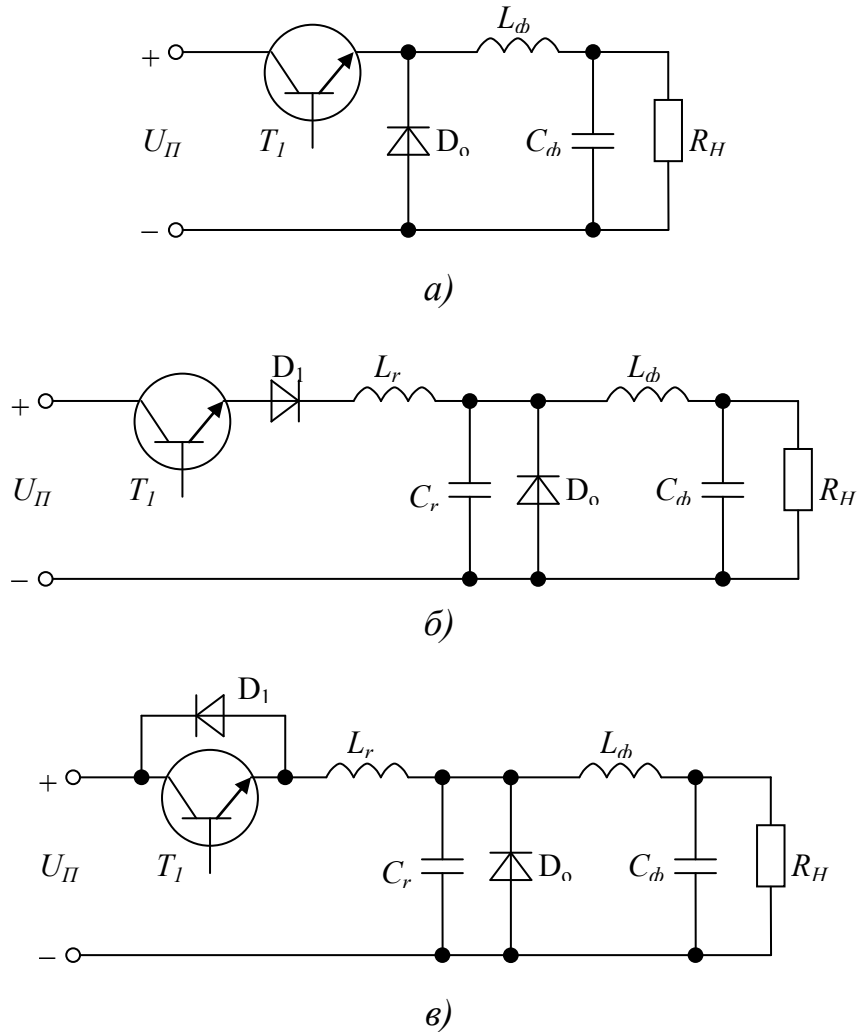


Рис. 1.1. Импульсные преобразователи:

а) – ШИП; б) – однополупериодный КРИП-ПНТ;

в) – двухполупериодный КРИП-ПНТ

составляющей тока выполнено в работе [48]. В работе [31] получены основные статические характеристики КРИП-ПНТ с учетом переменной составляющей тока нагрузки. В настоящее время в Украине и за рубежом продолжают исследование КРИП по применению его в источниках вторичного электропитания с активной и емкостной нагрузках. Например, в [16]

рассматривается применение КРИП в системах зажигания газотурбинных двигателей, а в [11] описан транзисторный квазирезонансный преобразователь постоянного напряжения для зарядки высоковольтных емкостных накопителей.

Что же касается работы КРИП-ПНТ на двигатель постоянного тока, то на сегодняшний день, практически, нет достаточно полных сведений об электромагнитных процессах и основных электромеханических характеристиках системы КРИП-ПНТ – ДПТ. В периодической литературе и в сети Интернет не удалось найти сведений по данной тематике, кроме единственной статьи [91], в которой описано применение КРИП для реактивных индукторных электродвигателей. Имеется необходимость проведения таких исследований, исходя из практической потребности точного электропривода.

Применение КРИП-ПНТ дает заметный эффект как в системах маломощного точного электропривода (аппаратура точной магнитной записи, оптомеханические системы и т.д.), так и в системах электроприводов большой мощности.

В зависимости от специфики электропривода постоянного тока, в первую очередь, с учетом его точности, мощности, диапазона регулирования скорости, можно наметить основные направления исследования процессов в системе КРИП-ПНТ – ДПТ.

1.3. Особенности аппаратуры точной магнитной записи

Практической целью настоящей диссертации является разработка рекомендаций по применению КРИП-ПНТ в высокоточных электроприводах аппаратов точной магнитной записи (АТМЗ). Целесообразность решения этих вопросов обусловлена высокими энергетическими и удельными характеристиками, малыми пульсациями тока, что позволяет значительно

улучшить основные технико-экономические показатели электропривода для устройств магнитной записи, точной механики и оптики.

Известно, что качество записи и воспроизведения информации в АТМЗ зависит от неравномерности движения носителя, которая вызывается непостоянством момента сопротивления нагрузки на валу электродвигателя, наличием эксцентриситета, биений, люфтов, изменением климатических условий окружающей среды. Помимо перечисленных факторов, неравномерность движения носителя в значительной мере зависит от величины пульсаций напряжения импульсного преобразователя (ИП) для питания привода. Спектр этого напряжения определяется особенностями схемы преобразователя, спецификой его управления и характером коммутационных процессов. Для обеспечения требуемого качества записи и воспроизведения информации в АТМЗ предъявляются очень жесткие требования к стабильности частоты вращения дисковых механизмов, блоков вращающихся головок. Среднее отклонение частоты вращения за один оборот здесь не должно превышать 0.01 – 0.0001%. Высокие требования по точности приводят к необходимости при расчете таких систем учитывать широкий спектр выходных напряжений ИП, нагрузкой которых являются электродвигатели. Вследствие этого помимо соотношения между постоянной нагрузки и периодом дискретности преобразователя необходимо еще учитывать и точность стабилизации выходного параметра. Динамические характеристики ИП, которые являются звеньями высокоточных систем, необходимо рассчитывать в широкой полосе частот, так как требуемая величина нестабильности выходного параметра в них соизмерима с величиной высокочастотных пульсаций [27].

Современные электроприводы АТМЗ, как правило, выполняются на основе бесколлекторных двигателей, которые могут работать как в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ) так и в режиме синхронного двигателя. Обычные ДПТ имеют сравнительно высокий к.п.д. и

возможность регулировать частоту вращения в широком диапазоне. Их недостаток связан с наличием коллектора и щеток, которые создают специфические проблемы в процессе эксплуатации. У БДПТ функцию коллектора и щеток выполняют полупроводниковые ключи, поэтому они свободны от недостатков ДПТ, связанных с наличием коллекторно-щеточного узла [40].

В настоящее время бесколлекторные двигатели постоянного тока, практически, вытеснили коллекторные двигатели из техники точной магнитной записи, хотя они, в некоторой степени, идентичны по своим статическим характеристикам обычным ДПТ. Чаще всего ротор БДПТ выполняется в виде постоянного магнита, а обмотки статора подключаются к электронному коммутатору, транзисторы которого переключаются посредством сигналов, поступающих от датчиков положения ротора (ДПР). В обычных ДПТ для расширения диапазона регулирования и улучшения условий коммутации стремятся увеличить количество секций обмотки якоря, а в БДПТ – их обычно три [69, 83, 84].

В коллекторной машине угол θ между м.д.с. потока возбуждения и якорной обмотки постоянный и равен 90° . В БДПТ вектор м.д.с. совершает колебания вокруг нормали к вектору потока в пределах некоторого угла, значения которого определяется числом секций обмотки статора ($\pm\alpha_k/\theta$), где α_k – интервал между двумя последовательными подключениями секций к источнику питания – период коммутации. При этом возникает угол перекрытия $\Delta\alpha_k$, который обеспечивает непрерывное подключение обмотки к источнику питания. Управление в режиме БДПТ осуществляется посредством ШИМ.

Если рассматривать БДПТ как обычный коллекторный двигатель, то никакой специфической информации при анализе процессов извлечь не удаётся, так как при этом не будет учтена нелинейность БДПТ, проявляющаяся в процессе оборота, хотя следует отметить, что при угле опережения транзисторов

коммутатора $\beta=0$ механические характеристики БДПТ очень близки к характеристикам ДПТ. Линейность этих характеристик ухудшается с ростом X_0/R_0 , где $X_0=\rho\omega_0(L_0+M)$, ω_0 – угловая скорость идеального холостого хода; ρ – число пар полюсов; M – взаимоиндукция; L_0 – индуктивность одной обмотки, R_0 – сопротивление одной обмотки.

Особенностью вентильного двигателя является то, что он может работать в режиме синхронной машины или же в режиме обычного ДПТ, когда управление скоростью осуществляется посредством изменения питающего напряжения, приложенного к двигателю. Функцию силового регулятора напряжения может выполнять КРИП. Недостатком такой системы является наличие дополнительного узла (КРИП), который включается последовательно с уже существующими коммутаторами обмоток. Вторым вариантом использования КРИП в БДПТ является построение коммутатора обмоток на основе квазирезонансных ключей. При этом каждый из вариантов использования КРИП для питания БДПТ имеют свои преимущества и недостатки.

В дальнейшем исследовании будем иметь в виду вариант амплитудного регулирования скорости БДПТ посредством КРИП. Собственно БДПТ с коммутатором полагаем аналогичным коллекторному двигателю постоянного тока. Частота вращения таких двигателей обычно регулируется посредством широтно-импульсных преобразователей, достоинством которых является простота, высокий к.п.д., постоянство частоты преобразования. Рабочие частоты ШИП обычно составляют десятки – сотни килогерц [18, 21]. К их недостаткам следует отнести повышенный уровень излучаемых и распространяемых по цепи питания электромагнитных помех, а также значительный рост коммутационных потерь мощности при повышении частоты преобразования [60, 61]. Ограничение частоты преобразования связано также с влиянием паразитных параметров силовых приборов [22, 24].

Для систем прецизионного электропривода важнейшим параметром является уровень пульсаций частоты вращения, которая, как известно, зависит от тока якоря двигателя. Таким образом, для снижения пульсаций скорости необходимо уменьшать пульсации тока, что достигается повышением частоты коммутации преобразователя. Возможность для значительного повышения частоты содержат в себе КРИП, которые, по сравнению с ШИП имеют незначительные коммутационные потери. Их частота коммутации может достигать единиц мегагерц при сохранении высокого к.п.д. и хорошей совместимостью с сетью. На высоких частотах паразитные параметры КРИП могут использоваться в качестве элементов схемы преобразователя. Например, резонансный контур, может состоять лишь из паразитной емкости и индуктивности.

На стандартной элементной базе можно выполнить КРИП с рабочей частотой на порядок превышающей рабочую частоту ШИП. Это позволяет значительно улучшить характеристики электропривода без существенного увеличения материальных затрат.

К недостаткам КРИП следует отнести наличие резонансного контура, а также частотный принцип регулирования выходного напряжения. Помимо этого следует отметить зависимость интервала проводимости от нагрузки, что может создавать определенные трудности при реализации режима переключения при нулевом токе. Существует также возможность появления режима прерывистых токов на низких частотах, что увеличит пульсации выходного тока. Диапазон рабочих частот необходимо рассчитывать таким, чтобы избежать режима прерывистых токов с сохранением требуемого диапазона регулирования скорости. Оптимальным решением для удовлетворения отмеченных требований является КРИП, работающий на постоянной частоте с регулированием выходного напряжения посредством ШИМ. Однако такие схемы ждут своего решения.

В электроприводе АТМЗ КРИП-ПНТ находят применение и в системах позиционирование магнитных головок, выполненных с линейными двигателями на основе постоянных магнитов. В таких системах необходимо формировать управляющее воздействие по оптимальному алгоритму, обеспечивающему минимальное время перемещения головок.

Решение комплекса перечисленных выше задач по созданию КРИП для электроприводов высокой точности для широкого класса аппаратуры магнитной записи и подобной ей составляет основное содержание настоящей диссертации.

Выводы к разделу 1

В результате выполненного анализа установлено, что применение КРИП-ПНТ в точном электроприводе постоянного тока, позволяет достичь следующего:

- а) уменьшить габариты электропривода за счет высокой частоты преобразования;
- б) повысить к.п.д., за счет снижению динамических потерь мощности на силовых ключах, переключаемых при нулевом токе;
- в) снизить пульсации выходного тока и скорости электропривода;
- г) улучшить электромагнитную совместимость с питающей сетью.

РАЗДЕЛ 2

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В КВАЗИРЕЗОНАНСНОМ ИМПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для проектирования импульсных преобразователей для электропривода постоянного тока помимо всего прочего важно знать характеристики электромагнитных процессов, протекающих в ИП. Эти процессы в значительной степени будут влиять на энергетические, удельные и экономические характеристики системы электропривода. По выражениям для электромагнитных процессов можно будет рассчитать необходимые параметры активных и пассивных элементов схемы преобразователя, выдвинуть требования к системе управления. В классическом ШИП характер и вид этих процессов известен [1, 5, 23, 25, 27]. Электромагнитные процессы в КРИП с двигателями постоянного тока пока что мало изучены.

В этом разделе установлен характер, получены выражения и рассчитаны параметры электромагнитных процессов в однополупериодном и двухполупериодном квазирезонансном импульсном преобразователе с переключением силового ключа при нулевом токе с нагрузкой в виде двигателя постоянного тока.

2.1. Особенности коммутации квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе, на противо-э.д.с

Работа КРИП-ПНТ на двигатель постоянного тока, рис. 2.1, значительно отличается от его работы на статическую нагрузку [31]. В первую очередь это

связано с наличием противо-э.д.с. и ее изменениями в процессе регулирования скорости, и в процессе пуска. Противо-э.д.с. двигателя будет влиять на величину напряжения конденсатора контура C_K и вследствие этого – влиять на момент времени, когда ток силового транзистора достигает нулевого значения. От величины противо-э.д.с. двигателя $e_{я}$ будет зависеть и время разряда конденсатора контура. Вследствие этого при колебаниях нагрузки в широком диапазоне возникнет необходимость в устройствах контроля момента нулевого тока резонансного контура. Необходимость в этом особенно заметна при пуске двигателя, а также при резких скачках нагрузки.

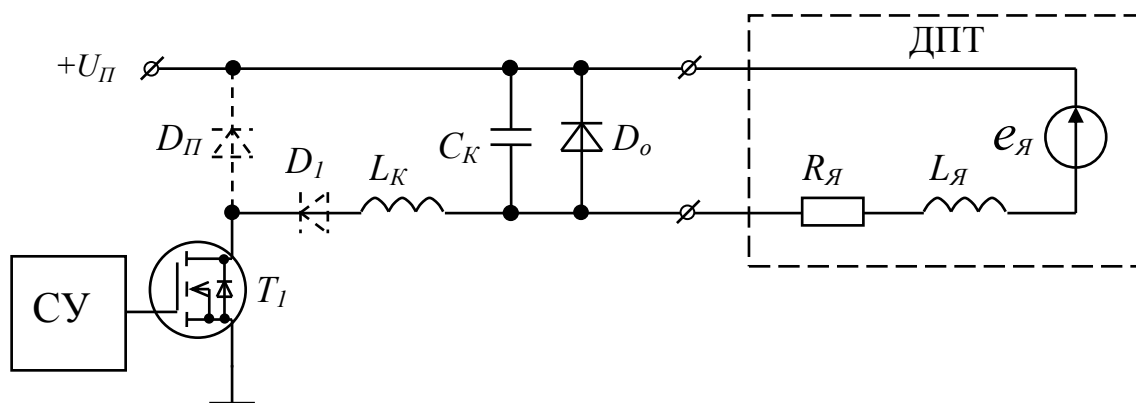


Рис. 2.1. Схема КРИП-ПНТ с ДПТ

Выход КРИП-ПНТ из режима переключения при нулевом токе является нежелательным вследствие значительного увеличения потерь мощности на силовом транзисторе. Нежелательными являются и режимы прерывистого тока, которые могут возникнуть при низкой частоте коммутации в электрической машине с малой индуктивностью цепи якоря. В этом режиме цепь якоря отключается от источника питания, происходит естественное торможение машины, в процессе которого противо-э.д.с. снижается, что может привести к возникновению колебательного процесса в контуре $C_K - L_{\text{я}}$. Вследствие этого даже после восстановления режима непрерывного тока нарушаться

естественный для КРИП-ПНТ процесс заряда конденсатора контура, что может привести к выходу преобразователя из режима переключения при нулевом токе.

К сожалению, при аналитическом исследовании электромагнитных процессов в КРИП-ПНТ с ДПТ особенности, связанные с влиянием противо-э.д.с. на работу преобразователя в режиме непрерывного и прерывистого тока, установить, практически, невозможно. Это связано с тем что анализ процессов в такой системе в общем виде возможен лишь при допущении о неизменности противо-э.д.с. двигателя.

Для упрощения анализа полагаем также, что все элементы схемы КРИП идеальны, т.е. ключи переключаются мгновенно и имеют нулевое сопротивление во включенном и бесконечное сопротивление в выключенном состояниях. Влияние паразитных параметров силовых полупроводниковых приборов и пассивных элементов схемы КРИП не учитываем. Принятые допущения позволяют провести анализ процессов в общем виде результаты которого будут уточняться в процессе дальнейшего моделирования системы на ПЭВМ.

В процессе анализа ДПТ представим его традиционной схемой замещения, состоящей из последовательно включенных сопротивления, индуктивности и противо-э.д.с., которую, как отмечалось выше, считаем постоянной на интервале работы КРИП.

На периоде работы КРИП рассмотрим три интервала вместо обычных четырех [31], т.е. не будем учитывать интервал, связанный с запирающим обратного диода. Погрешность анализа, без учета временной задержки, связанной с запирающим обратного диода в дальнейшем будет учтена в процессе моделирования на ПЭВМ.

2.2. Переходные и установившиеся процессы в преобразователе

Рассмотрим порядок работы КРИП-ПНТ на ДПТ в однополупериодной схеме (диаграммы, рис. 2.2.). Для этого, как отмечалось, на периоде работы КРИП выделим три интервала.

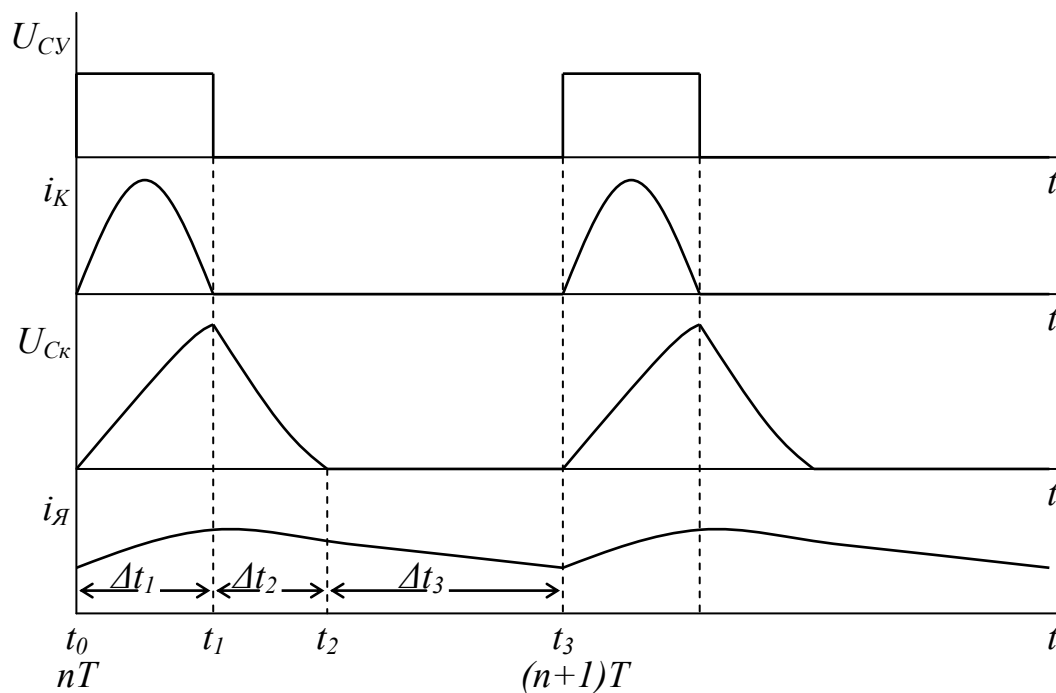


Рис. 2.2. Временные диаграммы работы однополупериодного КРИП-ПНТ

Для первого коммутационного интервала $t_0 \leq t \leq t_1$, на котором происходит резонансный заряд конденсатора C_K , справедлива система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_k(p) &= i_я(p) + pCU_c(p) \\ U_{II} \frac{1}{p} &= L_k pi_k(p) + U_c(p) + U_c(t_0) \frac{1}{p} \\ U_c(p) &= pL_я i_я(p) - L_я i_я(t_0) + i_я(p)R_я + \frac{e_я}{p} - U_c(t_0) \frac{1}{p} \end{aligned} \right\}, \quad (2.1)$$

где $i_{\text{я}}(t_0)$ – ток якоря в начале первого интервала;

$U_C(t_0)$ – напряжение на конденсаторе контура в начале первого интервала.

Переходя к относительному времени $\bar{t} = \frac{t}{T}$, решаем систему уравнений (2.1) для произвольного периода “ n ”. В результате получаем, что ток якоря

$$i_{\text{я}}(\bar{t}) = -\frac{\omega_k^2(U_{\text{II}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}}e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B'_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C'_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)} + \\ + i_{\text{я}}(n)(F''_{\text{я}}e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B''_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C''_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}), \\ n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \quad (2.2)$$

ток контура

$$i_k(\bar{t}) = -\frac{\omega_k^2(U_{\text{II}} - e_{\text{я}})}{p_2L_{\text{я}}(r^2 + m^2)} + (F'_k + i_{\text{я}}(n)F''_k)e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B'_k + i_{\text{я}}(n)B''_k)\sin\bar{\omega}_1(\bar{t}-n) - \\ - (C'_k + i_{\text{я}}(n)C''_k)\cos\bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \quad (2.3)$$

напряжение на конденсаторе контура

$$u_c(\bar{t}) = -\frac{\omega_k^2(U_{\text{II}} - U_C(n))}{p_2T_{\text{я}}(r^2 + m^2)} + (F'_c + i_{\text{я}}(n)F''_c)e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B'_c + i_{\text{я}}(n)B''_c)\sin\bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + \\ + (C'_c + i_{\text{я}}(n)C''_c)\cos\bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \quad (2.4)$$

где

$$F'_я = \frac{\omega_k^2(U_{II} - e_я) + p_2^2(U_C(n) - e_я)}{L_я p_2 z_1}, \quad F''_я = \frac{p_2^2 + \omega_k^2}{z_1},$$

$$B'_я = \frac{(r^2 - m^2 - r p_2) \omega_k^2}{m L_я z_1 (r^2 + m^2)} (U_{II} - e_я) + \frac{(r^2 + m^2 - r p_2)}{L_я m z_1} (U_C(n) - e_я),$$

$$B''_я = \frac{(r - p_2) \omega_k^2 + r(m^2 + r^2) + p_2(m^2 - r^2)}{m z_1},$$

$$C'_я = \frac{(p_2 - 2r) \omega_k^2}{L_я z_1 (r^2 + m^2)} (U_{II} - e_я) - \frac{p_2}{L_я z_1} (U_C(n) - e_я), \quad C''_я = \frac{r^2 + m^2 - \omega_k^2 - 2r p_2}{z_1},$$

$$F'_k = \frac{(1 + p_2 T_я)}{z_1 L_k T_я} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{\omega_k^2}{p_2 z_1 L_я} (U_{II} - e_я), \quad F''_k = C''_k = \frac{\omega_k^2}{z_1},$$

$$B'_k = \frac{(r^2 + m^2 - r p_2) T_я + r - p_2}{L_k T_я m z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{(r^2 - m^2 - r p_2) \omega_k^2}{m z_1 L_я (m^2 + r^2)} (U_{II} - e_я),$$

$$B''_k = \frac{(r - p_2) \omega_k^2}{m z_1}, \quad C'_k = \frac{1 + p_2 T_я}{L_k T_я z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{(2r - p_2) \omega_k^2}{z_1 L_я (m^2 + r^2)} (U_{II} - e_я),$$

$$F'_c = \frac{(1 + p_2 T_я) \omega_k^2}{p_2 T_я z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{\omega_{kя}^2}{z_1} (e_я - U_C(n)), \quad F''_c = -\frac{p_2}{C z_1},$$

$$B'_c = \left(\frac{r^2 - m^2 - r p_2}{T_я (r^2 + m^2)} + r - p_2 \right) \frac{\omega_k^2}{m z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{r - p_2}{m z_1} \omega_{kя}^2 (e_я - U_C(n)), \quad C''_c = \frac{p_2}{z_1 C},$$

$$C'_c = \frac{(p_2 - 2r - (r^2 + m^2) T_я) \omega_k^2}{z_1 T_я (r^2 + m^2)} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{\omega_{kя}^2}{z_1} (U_C(n) - e_я), \quad B''_c = \frac{r p_2 - r^2 - m^2}{m z_1 C},$$

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C}}, \quad \omega_{kя} = \frac{1}{\sqrt{L_я C}}, \quad T_я = \frac{L_я}{R_я}, \quad p_2 = -\left(-D + \frac{1}{3T_я} \right), \quad r = -\left(\frac{1}{2} D + \frac{1}{3T_я} \right),$$

$$m = \frac{\sqrt{3}}{2} D', \quad z_1 = (p_2 - r)^2 + m^2 = (r - p_2)^2 + m^2, \quad D = \frac{1}{6} A - \frac{2 \left(\omega_{kя}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_я^2} \right)}{A},$$

$$A = \sqrt[3]{\frac{1}{T_я} \left(36(\omega_{kя}^2 - 2\omega_k^2) - \frac{8}{T_я^2} + 12\omega_k^2 \sqrt{3 \left(4T_я^2 \omega_k^2 (k+1)^3 - k(k+20) + 8 + \frac{4}{T_я^2 \omega_k^2} \right)} \right)},$$

$$k = \frac{L_k}{L_{\text{я}}}, \alpha_1 = Tp_2, \alpha_2 = Tr, \bar{\omega}_1 = \omega_1 T, \omega_1 = m, \gamma_1 = \frac{\Delta t_1}{T},$$

$$D' = \frac{1}{6} A + \frac{2 \left(\omega_{k\text{я}}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_{\text{я}}^2} \right)}{A}, \Delta t_1 = t_1 - t_0;$$

T – период работы ключа КРИП;

$i_{\text{я}}(n)$ – ток якоря в начале первого интервала работы КРИП;

$U_C(n)$ – напряжение на конденсаторе контура в начале первого интервала работы КРИП.

Первый интервал работы преобразователя закончится в тот момент, когда ток контура достигнет нулевого значения. Если пренебречь влиянием нагрузки на резонансный контур (это справедливо для случая, когда постоянная времени нагрузки гораздо больше периода работы резонансного контура), то время первого интервала

$$\Delta t_1 = \pi \sqrt{L_k C}. \quad (2.5)$$

Для второго коммутационного интервала $t_1 \leq t \leq t_2$, на котором происходит разряд конденсатора C_K через нагрузку, справедлива система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_c(p) &= U_c(t_1) \frac{1}{p} - i_{\text{я}}(p) \frac{1}{pC} \\ U_c(p) &= pL_{\text{я}} i_{\text{я}}(p) - L_{\text{я}} i_{\text{я}}(t_1) + i_{\text{я}}(p) R_{\text{я}} + \frac{e_{\text{я}}}{p} \end{aligned} \right\}, \quad (2.6)$$

где $U_C(t_1)$, $i_{\text{я}}(t_1)$ – напряжение и ток якоря на границе первого и второго интервалов.

Решая систему уравнений (2.6) для произвольного периода “ n ”, находим ток якоря

$$i_{\text{я}}(\bar{t}) = (i_{\text{я}}(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \frac{U_c(n + \gamma_1) - 0.5R_{\text{я}}i_{\text{я}}(n + \gamma_1) - e_{\text{я}} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1)}{z_{\text{я}}}) e^{-0.5\alpha(t-n-\gamma_1)},$$

$$n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2. \quad (2.7)$$

Ток контура на этом интервале будет отсутствовать по условию работы КРИП-ПНТ.

Напряжение на конденсаторе контура

$$u_c(\bar{t}) = e_{\text{я}} + \left((U_c(n + \gamma_1) - e_{\text{я}}) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \frac{(U_c(n + \gamma_1) - e_{\text{я}})R_{\text{я}} + 2\frac{L_{\text{я}}}{C}i_{\text{я}}(n + \gamma_1)}{2z_{\text{я}}} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) \right) e^{-0.5\alpha(t-n-\gamma_1)},$$

$$n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2, \quad (2.8)$$

$$\text{где } \omega_2 = \sqrt{\omega_{\text{кя}}^2 - \frac{1}{4T_{\text{я}}^2}}, \quad z_{\text{я}} = L_{\text{я}}\omega_2 = \sqrt{\frac{L_{\text{я}}}{C} - \frac{R_{\text{я}}^2}{4}}, \quad \alpha = \frac{T}{T_{\text{я}}}, \quad \bar{\omega}_2 = \omega_2 T, \quad \gamma_2 = \frac{\Delta t_2}{T},$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1, \quad u_c(n + \gamma_1) = -\frac{\omega_k^2(U_{\text{П}} - U_c(n))}{p_2 T_{\text{я}}(r^2 + m^2)} + F_c' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} +$$

$$+ i_{\text{я}}(n) (F_c'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}),$$

$$i_{\text{я}}(n + \gamma_1) = -\frac{\omega_k^2(U_{\text{П}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}} p_2 (r^2 + m^2)} + F_{\text{я}}' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_{\text{я}}' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} +$$

$$+ i_{\text{я}}(n) (F_{\text{я}}'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_{\text{я}}'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}).$$

Для третьего коммутационного интервала $t_2 \leq t \leq t_3$, на котором происходит разряд энергии, накопленной в индуктивности якоря, справедливо уравнение:

$$0 = pL_{\text{я}}i_{\text{я}}(p) - L_{\text{я}}i_{\text{я}}(t_2) + i_{\text{я}}(p)R_{\text{я}} + \frac{e_{\text{я}}}{p}. \quad (2.9)$$

Решая уравнение (2.9) для произвольного периода “ n ”, находим ток якоря

$$i_{\text{я}}(\bar{t}) = -\frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + \left(\frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + i_{\text{я}}(n + \gamma_1 + \gamma_2) \right) e^{-\alpha(\bar{t} - n - \gamma_1 - \gamma_2)},$$

$$n + \gamma_1 + \gamma_2 \leq \bar{t} \leq n + 1, \quad (2.10)$$

где

$$i_{\text{я}}(n + \gamma_1 + \gamma_2) = (i_{\text{я}}(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \frac{U_C(n + \gamma_1) - 0.5R_{\text{я}}i_{\text{я}}(n + \gamma_1) - e_{\text{я}} \sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_{\text{я}}}) e^{-0.5\alpha\gamma_2}.$$

В (2.10) подставим значение $\bar{t} = n + 1$ [77]. Решив полученное разностное уравнение методом Z -преобразования, находим ток вначале “ n ”-го периода коммутации

$$i_{\text{я}}(n) = A(\gamma) \frac{1 - B(\gamma)^n}{1 - B(\gamma)}, \quad (2.11)$$

где

$$A(\gamma) = -\frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + \left[\frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + \left[\left(-\frac{\omega_k^2 (U_{\text{II}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}} p_2 (r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}} e^{\alpha_1 \gamma_1} + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. + (B'_{\text{я}} \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_{\text{я}} \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} \right) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right.$$

$$\left. + \left[-\frac{\omega_k^2 (U_{\text{II}} - U_C(n))}{(r^2 + m^2) \Gamma_{\text{я}} p_2} + F'_c e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B'_c \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_c \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - \right. \right.$$

$$\begin{aligned}
& -0.5R_{\text{я}} \left(-\frac{\omega_k^2 (U_{\text{II}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}} p_2 (r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}} e^{\alpha_1 \gamma_1} + \right. \\
& \left. + (B'_{\text{я}} \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_{\text{я}} \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - e_{\text{я}} \right] \frac{\sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_{\text{я}}} \left. \right] e^{-0.5 \alpha \gamma_2} \left. \right] e^{-\alpha(1-\gamma_1-\gamma_2)}, \\
& B(\gamma) = \left((F''_{\text{я}} e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B''_{\text{я}} \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_{\text{я}} \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right. \\
& \quad \left. + [F''_{\text{с}} e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B''_{\text{с}} \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_{\text{с}} \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - \right. \\
& \quad \left. - 0.5 R_{\text{я}} (F''_{\text{я}} e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B''_{\text{я}} \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_{\text{я}} \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}) \right] \frac{\sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_{\text{я}}} \left. \right) e^{-\alpha(1-\gamma_1-0.5\gamma_2)}.
\end{aligned}$$

Установившееся значение тока в начале периода переключения, найдем, подставив в (2.11) $n \rightarrow \infty$:

$$i_{\text{я}}(n) = i_{\text{я}}(t_0) = \frac{A(\gamma)}{1 - B(\gamma)}.$$

Для нахождения тока в межкоммутационные интервалы подставим в выражения (2.2), (2.7), (2.10) $\bar{t} = n + \varepsilon$, где $\varepsilon = \Delta t / T$ – параметр смещения решетчатой функции.

В результате получаем

$$i_{\text{я}1}(\varepsilon) = I_{11}(\varepsilon) + i_{\text{я}}(n) I_{12}(\varepsilon), \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1, \quad (2.12)$$

$$i_{\text{я}2}(\varepsilon) = (I_{21}(\varepsilon) + i_{\text{я}}(n) I_{22}(\varepsilon)) e^{-0.5 \alpha (\varepsilon - \gamma_1)}, \quad \gamma_1 \leq \varepsilon \leq \gamma_1 + \gamma_2 \quad (2.13)$$

$$i_{\text{я}3}(\varepsilon) = -\frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + (I_{31} + i_{\text{я}}(n) I_{32}) e^{-\alpha(\varepsilon - \gamma_1 - \gamma_2)}, \quad \gamma_1 + \gamma_2 \leq \varepsilon \leq 1 \quad (2.14)$$

где

$$I_{11}(\varepsilon) = -\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}}e^{\alpha_1\varepsilon} + (B'_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\varepsilon + C'_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\varepsilon)e^{\alpha_2\varepsilon},$$

$$I_{12}(\varepsilon) = F''_{\text{я}}e^{\alpha_1\varepsilon} + (B''_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\varepsilon + C''_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\varepsilon)e^{\alpha_2\varepsilon},$$

$$I_{21}(\varepsilon) = \left(-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) \cos\bar{\omega}_2(\varepsilon - \gamma_1) +$$

$$+ \left[-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - U_C(n))}{(r^2 + m^2)T_{\text{я}}p_2} + F'_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_c\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_c\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} - \right.$$

$$\left. - 0.5R_{\text{я}} \left(-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\text{я}})}{T_{\text{я}}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) - e_{\text{я}} \right] \frac{\sin\bar{\omega}_2(\varepsilon - \gamma_1)}{z_{\text{я}}},$$

$$I_{22}(\varepsilon) = (F''_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}) \cos\bar{\omega}_2(\varepsilon - \gamma_1) +$$

$$+ [F''_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_c\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_c\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} -$$

$$- 0.5R_{\text{я}}(F''_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1})] \frac{\sin\bar{\omega}_2(\varepsilon - \gamma_1)}{z_{\text{я}}},$$

$$I_{31} = \frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + \left(\left(-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) \cos\bar{\omega}_2\gamma_2 + \right.$$

$$+ \left[-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - U_C(n))}{(r^2 + m^2)T_{\text{я}}p_2} + F'_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_c\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_c\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} - 0.5R_{\text{я}} \left(-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}}p_2(r^2 + m^2)} + \right. \right.$$

$$\left. \left. + F'_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) - e_{\text{я}} \right] \frac{\sin\bar{\omega}_2\gamma_2}{z_{\text{я}}} \right) e^{-0.5\alpha\gamma_2},$$

$$I_{32} = ((F''_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}) \cos\bar{\omega}_2\gamma_2 +$$

$$+ [F''_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_c\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_c\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} -$$

$$- 0.5R_{\text{я}}(F''_{\text{я}}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_{\text{я}}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_{\text{я}}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1})] \frac{\sin\bar{\omega}_2\gamma_2}{z_{\text{я}}}) e^{-0.5\alpha\gamma_2}.$$

2.3. Пульсации выходного тока преобразователя

Для установившегося режима найдем максимальное значение тока якоря. Для этого подставим в (2.13) $\varepsilon = \gamma_1 + \gamma_2$, а также значение установившегося тока якоря $i_{яу}(t_0)$. В результате имеем

$$i_{ям} = (I_{21}(\gamma_1 + \gamma_2) + i_{яу}(t_0)I_{22}(\gamma_1 + \gamma_2))e^{-0.5\alpha\gamma_2}.$$

Ток якоря будет минимальным в конце периода работы КРИП-ПНТ, что соответствует току $i_{яу}(t_0)$.

Размах амплитуды пульсаций тока якоря (максимальное отклонение тока от его минимального значения)

$$\Delta i_{я} = i_{ям} - i_{яу}(t_0). \quad (2.15)$$

Установившееся значение постоянной составляющей тока нагрузки находим в результате интегрирования токов на трех коммутационных интервалах, выражения (2.10), (2.11), (2.12):

$$I_{0я} = I_{01} + I_{02} + I_{03}, \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \text{где} \quad I_{01} = & \int_0^{\gamma_1} i_{я1}(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{-\omega_k^2(U_{II} - e_{я})}{L_{я}p_2(r^2 + m^2)}\gamma_1 + \frac{F'_{я}(e^{\alpha_1\gamma_1} - 1)}{\alpha_1} + \frac{B'_{я}\bar{\omega}_1 - C'_{я}\alpha_2}{\alpha_2^2 + \bar{\omega}_1^2} + \\ & + \frac{(C'_{я}\bar{\omega}_1 + B'_{я}\alpha_2)\sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + (C'_{я}\alpha_2 - B'_{я}\bar{\omega}_1)\cos \bar{\omega}_1\gamma_1}{\alpha_2^2 + \bar{\omega}_1^2} e^{\alpha_2\gamma_1} + \\ & + i_{яу}(n) \left(\frac{F''_{я}(e^{\alpha_1\gamma_1} - 1)}{\alpha_1} + \frac{B''_{я}\bar{\omega}_1 - C''_{я}\alpha_2}{\alpha_2^2 + \bar{\omega}_1^2} + \frac{(C''_{я}\bar{\omega}_1 + B''_{я}\alpha_2)\sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + (C''_{я}\alpha_2 - B''_{я}\bar{\omega}_1)\cos \bar{\omega}_1\gamma_1}{\alpha_2^2 + \bar{\omega}_1^2} e^{\alpha_2\gamma_1} \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{02} &= \int_{\gamma_1}^{\gamma_1+\gamma_2} i_{я2}(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{A_1(\gamma_1) + 2A_2(\gamma_1)\bar{\omega}_2}{0.5 - 2\bar{\omega}_2^2} + \\
&+ \frac{((2A_1(\gamma_1)\bar{\omega}_2 - A_2(\gamma_1))\sin \bar{\omega}_2\gamma_2 - (A_1(\gamma_1)\bar{\omega}_2 + 2A_2(\gamma_1)\bar{\omega}_2)\cos \bar{\omega}_2\gamma_2)e^{-0.5\gamma_2}}{0.5 - 2\bar{\omega}_2^2} \\
&+ \frac{i_{яy}(n)}{0.5 - 2\bar{\omega}_2^2} (B_1(\gamma_1) + 2B_2(\gamma_1)\bar{\omega}_2 + ((2B_1(\gamma_1)\bar{\omega}_2 - B_2(\gamma_1))\sin \bar{\omega}_2\gamma_2 - \\
&\quad - (B_1(\gamma_1)\bar{\omega}_2 + 2B_2(\gamma_1)\bar{\omega}_2)\cos \bar{\omega}_2\gamma_2)e^{-0.5\gamma_2}, \\
A_1(\gamma_1) &= -\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{я})}{L_{я}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_{я}\sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_{я}\cos \bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}, \\
A_2(\gamma_1) &= \left[-\frac{\omega_k^2 U_{\Pi}}{(r^2 + m^2)T_{я}p_2} + F'_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_c \sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_c \cos \bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} - \right. \\
&\quad \left. - 0.5R_{я} \left(-\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{я})}{L_{я}p_2(r^2 + m^2)} + F'_{я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B'_{я}\sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + C'_{я}\cos \bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) - e_{я} \right] \frac{1}{z_{я}}, \\
B_1(\gamma_1) &= F''_{я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_{я}\sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_{я}\cos \bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}, \\
B_2(\gamma_1) &= \frac{F''_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_c \sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_c \cos \bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}}{z_{я}} - \\
&\quad - \frac{0,5R_{я}(F''_{я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B''_{я}\sin \bar{\omega}_1\gamma_1 + C''_{я}\cos \bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1})}{z_{я}}, \\
I_{03} &= \int_{\gamma_1+\gamma_2}^1 i_{я2}(\varepsilon) d\varepsilon = -\frac{e_{я}}{R_{я}}(1 - \gamma_1 - \gamma_2) + \frac{I_{31} + i_{яy}(n)I_{32}}{\alpha}(1 - e^{-\alpha(1-\gamma_1-\gamma_2)}).
\end{aligned}$$

По формулам (2.10), (2.11), (2.12) рассчитаны закономерности изменения напряжения на конденсаторе контура $U_{СК}$, тока контура i_k и тока якоря $i_{я}$. Результаты представлены на рис. 2.3 для однополупериодного преобразователя при следующих значениях параметров схемы: $R_{я}=1 \text{ Ом}$, $L_{я}=90 \text{ мкГн}$, $L_{к}=0.25 \text{ мкГн}$, $C_{к}=0.039 \text{ мкФ}$, $T=1.86 \text{ мкс}$, $U_n=24 \text{ В}$, $e_{я}=15 \text{ В}$, $U_C(n)=0$, $t_u=0.34 \text{ мкс}$.

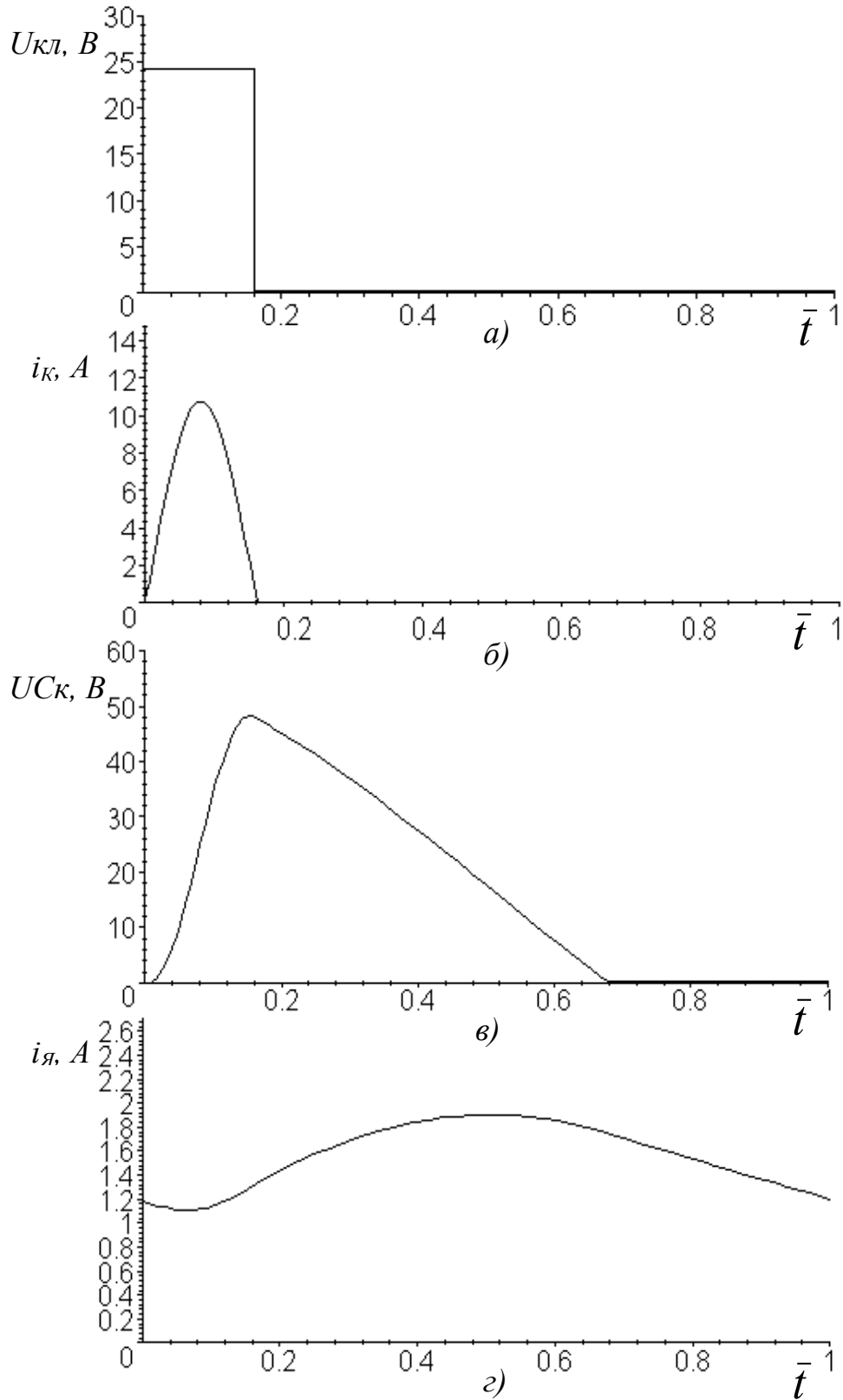


Рис. 2.3

Достоверность результатов расчета подтверждается их совпадениями с экспериментальными результатами, рис. 2.12 и 2.13, погрешность составляет не

более 8%. Основная особенность работы однополупериодного КРИП на ДПТ связана с влиянием противо-э.д.с. двигателя на величину напряжения на конденсаторе контура. Это влияние особенно заметно в переходных режимах, что в итоге сказывается на длительности интервала проводимости транзистора преобразователя. На рис. 2.4 приведены зависимости относительной длительности первого (γ_1) и второго (γ_2) коммутационных интервалов, а также тока якоря в начале периода переключений ($i_{я}(n)$) от противо-э.д.с. двигателя, которые получены путем численных решений соответствующих уравнений. Результаты, приведенные на рис. 2.4, свидетельствуют о существенном влиянии противо-э.д.с. двигателя на режим переключения при нулевом токе.

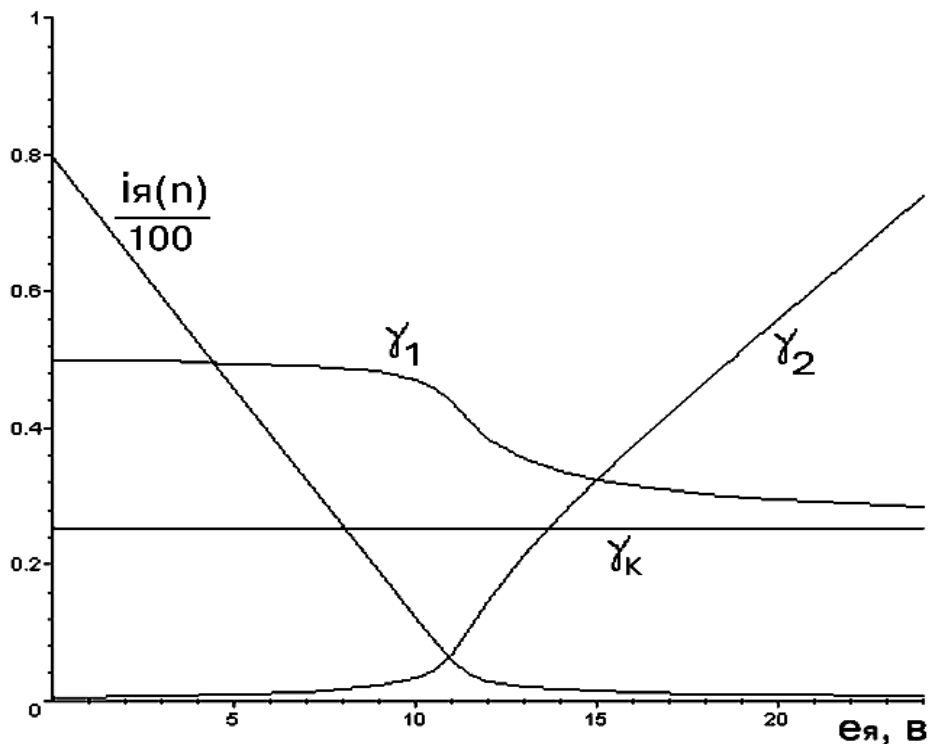


Рис. 2.4

Кривые, рис. 2.4, получены при: $R_{я}=0.1$ Ом, $L_{я}=200$ мкГн, $L_{к}=1$ мкГн, $C_{к}=0.01$ мкФ, $T=1.257$ мкс, $U_n=24$ В, $U_C(n)=0$, $\gamma_K = \frac{\Delta t_1}{T} = \frac{\pi \sqrt{L_k C}}{T} = 0.25$, $\Delta t_1=0.314$ мкс.

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что нарушение режима нулевого тока при изменении длительности интервалов γ_1, γ_2 вследствие изменения противо-э.д.с. приводит к снижению к.п.д. преобразователя, к увеличению уровня излучаемых радиопомех и ухудшению совместимости с питающей сетью. Расчеты показывают, что при изменении противо-э.д.с. до нуля, длительность первого интервала увеличивается в два раза, что приведет к выключению силового транзистора, при максимальном значении тока якоря. Отмеченная особенность обуславливает необходимость принудительного сохранения режима переключения силового транзистора однополупериодного КРИП при нулевом токе. Эта цель достигается посредством соответствующих схемотехнических решений.

Результаты расчета электромагнитных процессов, приведенные выше, справедливы и для двухполупериодного преобразователя. Напомним, что двухполупериодный преобразователь легко получить из однополупериодного путём закорачивания диода D_1 (см. рис. 2.1). В этом случае через силовой ключ будет протекать ток не только в положительном, но и в отрицательном направлении и на графике тока контура после положительной полуволны тока появится отрицательная полуволна. В этом случае первый интервал работы КРИП заканчивается в момент достижения нуля отрицательной полуволны тока контура. Двухполупериодный преобразователь привлекателен более простой схемой (отсутствует диод в силовой цепи) и большим КПД (отсутствуют потери на этом диоде), но вместе с тем и имеет недостаток – большая амплитуда и переменная составляющая тока контура, что обуславливает более жёсткие требования к силовому ключу и питающей сети, которая должна обладать минимальным сопротивлением для переменного тока или же необходимо в преобразователе на входе предусмотреть фильтрующие высокочастотные сильноточные конденсаторы для замыкания переменной составляющей потребляемого преобразователем тока.

Время первого
 $U_{кл}, B$
 рассчитать анало
 рассчитывать втс
 абсцисс.

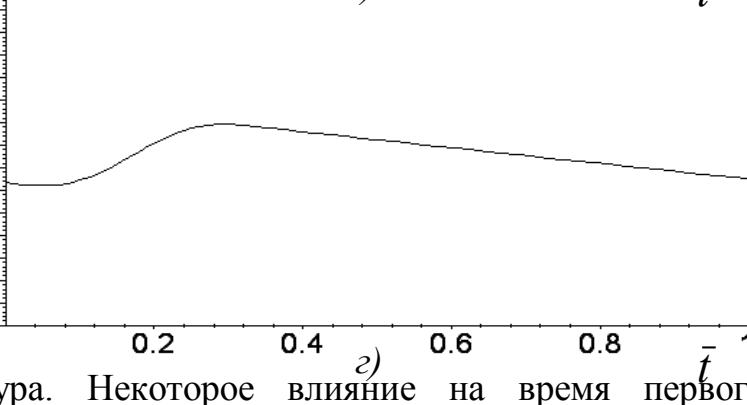
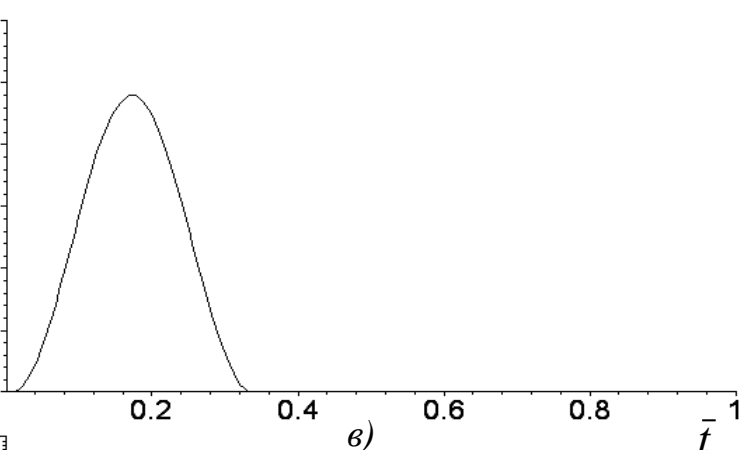
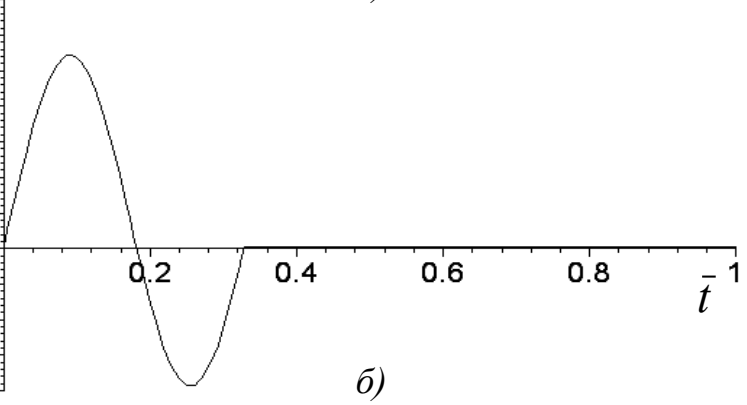
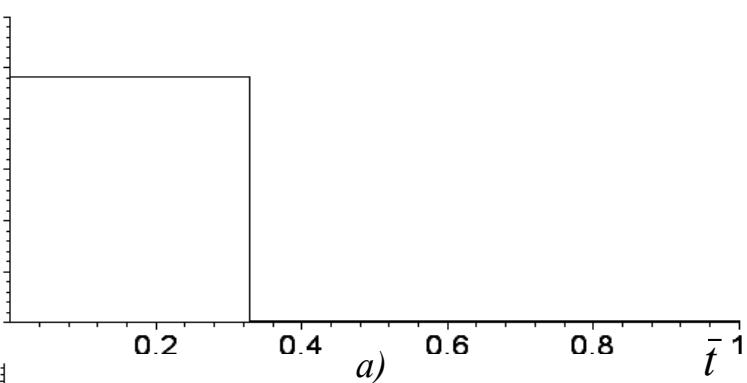
Результаты
 двухполупериодн
 параметрах: $i_{R_{я}}, A$
 $U_n = 24 B, e_{я} = 6 B,$

Достоверност
 совпадениями с
 схемы КРИП-ПН
 следует отметить

конденсаторе коэф
 $U_{СК}, B$
 практически отсу
 конденсатор конт
 разрядиться. На э
 видно, что к конт
 от максимального
 значительна. Им
 $i_{я}, A$
 оценке некоторы

Было исслед
 второго коммута
 При этом устанс
 зависит от прот

резонансного контура. Некоторое влияние на время первого
 оказывают и параметры нагрузки преобразователя. Это влияние незаметно,
 когда постоянная времени нагрузки превосходит постоянную времени
 резонансного контура. При изменении противо-э.д.с. якоря двигателя



ателя можно
 необходимо
 тура с осью
 (2.12) для

д следующих
 $T = 1.86 \text{ мкс},$
 дается их
 лупериодной
 10%, однако,
 пражения на

ой интервал
 о интервала,
 и полностью
 (кривая три),
 кается до 1/3
 о интервала
 ениями при

я первого и
 бразователя.
 стически, не
 ой времени

Рис. 2.5

изменяется лишь момент перехода тока контура из положительной области в отрицательную, что видно из рис. 1.4. Если противо-э.д.с. равна нулю, то длительность положительной полуволны тока максимальна и в пределе равна всей длительности первого интервала, отрицательная полуволна тока отсутствует. Если противо-э.д.с. максимальна, длительность полуволны положительного тока уменьшается и сравнивается с длительностью полуволны отрицательного тока, т.е. время первого интервала распределяется равномерно между положительной и отрицательной полуволнами тока контура.

При этом характер зависимости длительности второго коммутационного интервала от противо-э.д.с. якоря остался таким же, как и для однополупериодного КРИП, однако величина этого интервала уменьшилась в несколько раз.

Следовательно, на очень высоких частотах следует использовать двухполупериодные КРИП, в которых повышение рабочей частоты достигается за счёт уменьшения длительности второго коммутационного интервала.

При большой нагрузке возможен случай, когда ток контура, не достигнув нуля, начнет снова увеличиваться. Это произойдет, когда волновое сопротивление контура будет больше сопротивления нагрузки. Такой режим приводит к выходу КРИП-ПНТ из режима переключения при нулевом токе и нежелателен в связи с резким возрастанием динамических потерь на силовом ключе преобразователя. При расчете и выборе элементов резонансного контура это обстоятельство необходимо учитывать, принимая во время расчета сопротивление нагрузки наименьшее из возможных при работе преобразователя во всех режимах.

2.4. Моделирование процессов в преобразователе

Для уточнения теоретических результатов, проведено моделирование КРИП (рис. 2.1) на ЭВМ в программе PSpice [75], входящего в состав пакета Orcad 9.2. Схема моделирования представлена на рис. 2.6, на которой роль системы управления выполняет генератор прямоугольных импульсов V_{cu} . Резистор $R1$ задает выходное сопротивление оконечного каскада системы управления. Длительность импульса управления транзистором V_{T1} рассчитана из условия его выключения при нулевом токе для однополупериодного КРИП и «попадания» в область отрицательного тока контура для двухполупериодного преобразователя. Питающая сеть представлена источником постоянного напряжения V_c , резонансный контур – $L1$, $C1$. Двигатель представлен последовательно включенными резистором $R4$ (активное сопротивление цепи якоря), дросселем $L2$ (индуктивность цепи якоря) и источником напряжения E (противо-э.д.с. якоря). Резисторы $R2$, $R3$ – датчики тока.

Модели пассивных компонентов – идеальные, т.е. в модели учитывались лишь их номинальные величины, модели полупроводниковых компонентов (диодов и транзистора) близки к реальным, построенные с учётом вольтамперных характеристик полупроводниковых приборов. Характеристики электронных моделей полупроводниковых компонентов КРИП приведены в приложении А. [57]

Результаты моделирования представлены на рис. 2.7 – 2.9. Напряжения и токи снимались в точках, указанных соответствующими маркерами на схеме. Рис. 2.7 и 2.9 соответствуют моменту включения питания, когда противо-э.д.с. якоря равна нулю; рис. 2.8 – установившиеся процессы в системе при $e_{я}=15 В$ для однополупериодной и $e_{я}=6 В$ для двухполупериодной схем преобразователя. На рисунках непрерывной линией изображены кривые для однополупериодного, а прерывистой – для двухполупериодного КРИП. При моделировании двухполупериодного преобразователя диод $D1$ на схеме, рис. 1.6, заменялся перемычкой.

Результаты моделирования подтвердили теоретические выводы о значительном влиянии нагрузки на длительность коммутационных интервалов, особенно это влияние заметно в однополупериодном преобразователе.

На рис. 2.7 представлен процесс установления длительности первого коммутационного интервала – с ростом количества периодов переключения его длительность увеличивается, а затем уменьшается до установившегося значения. Время переходного процесса, в основном, зависит от нагрузки, постоянная времени которой обычно значительно больше, чем постоянная времени резонансного контура. На рис. 2.9 представлен переходный процесс на протяжении длительного временного интервала.

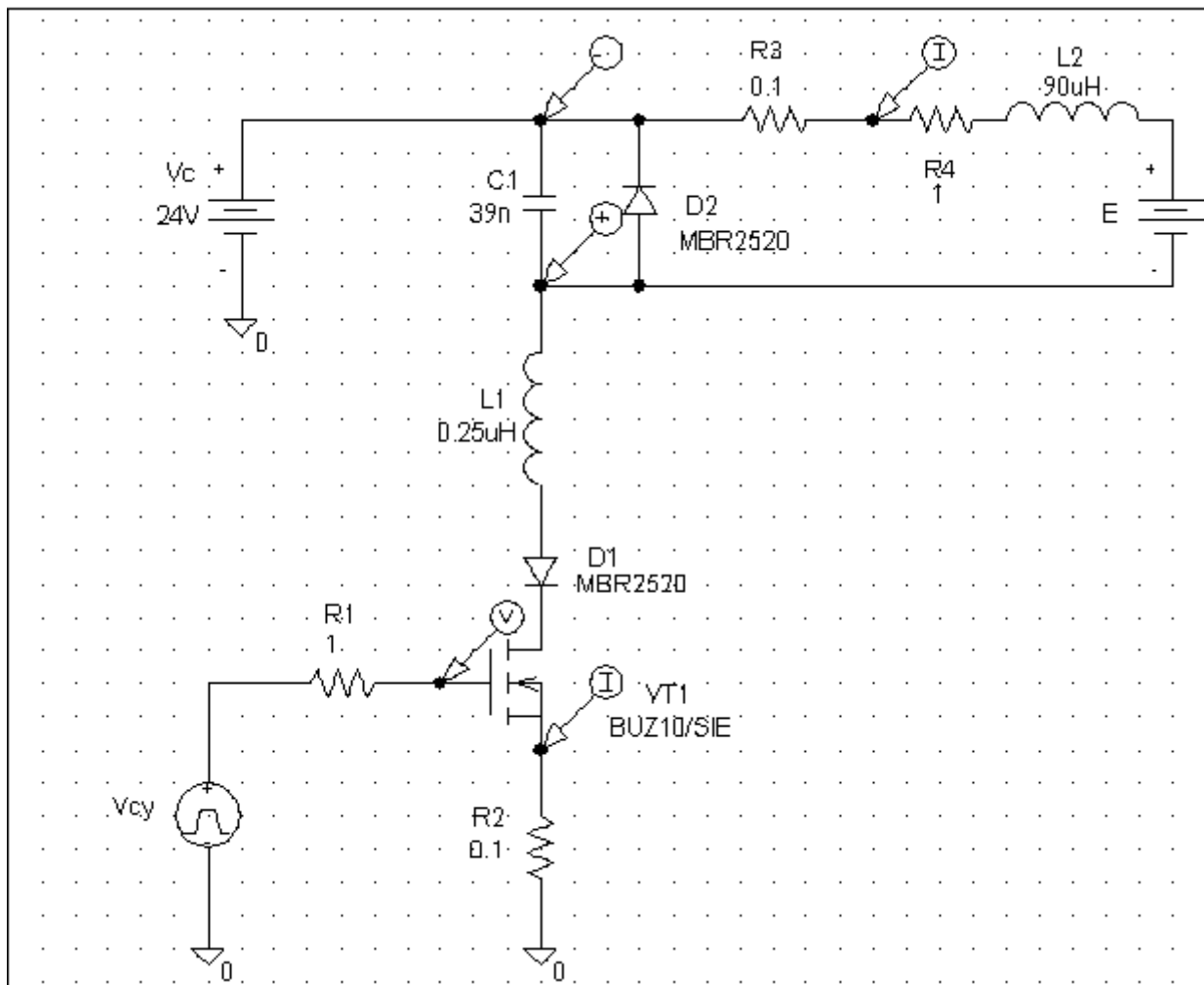


Рис. 2.6

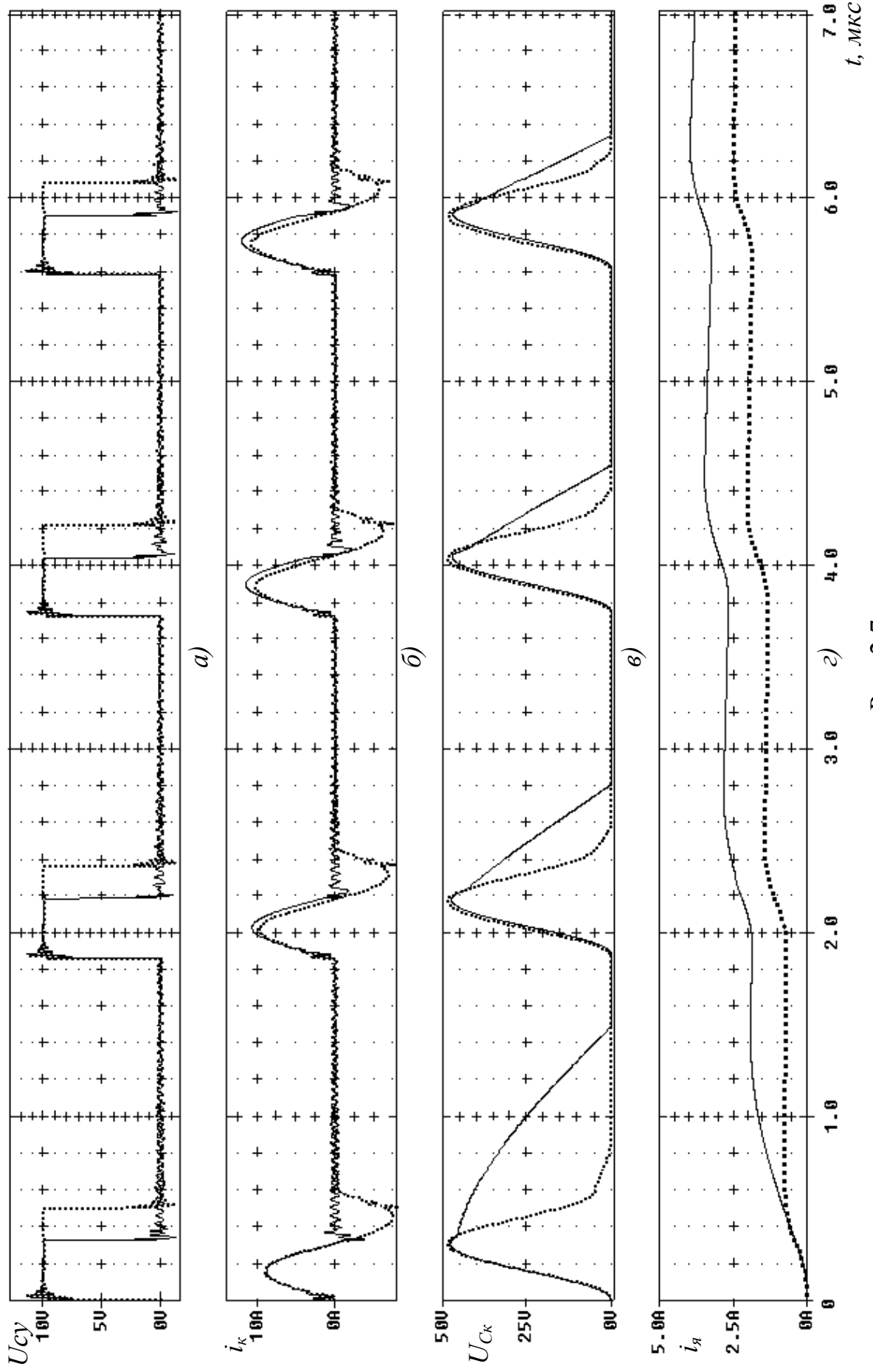


Рис. 2.7

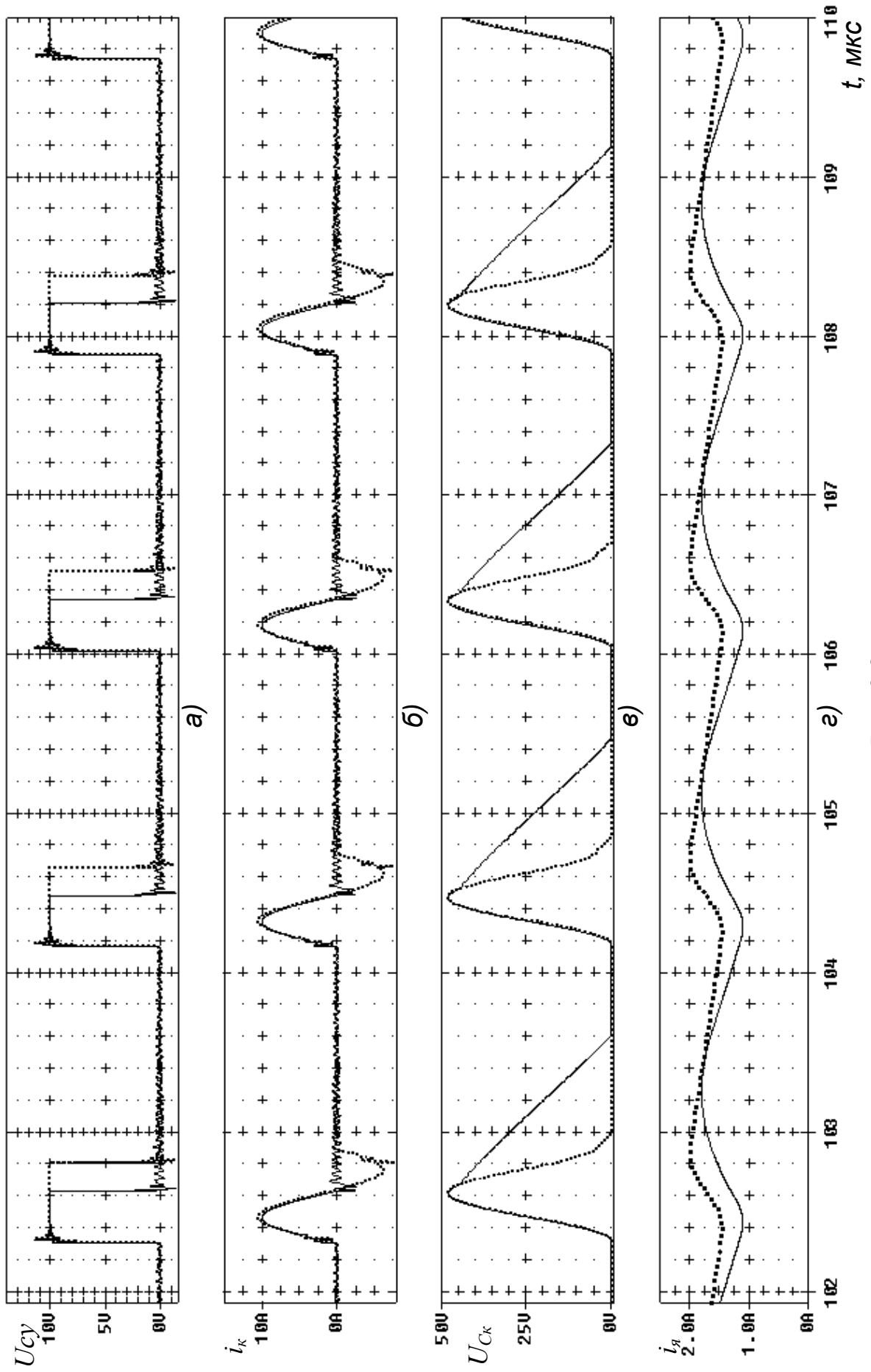


Рис. 2.8

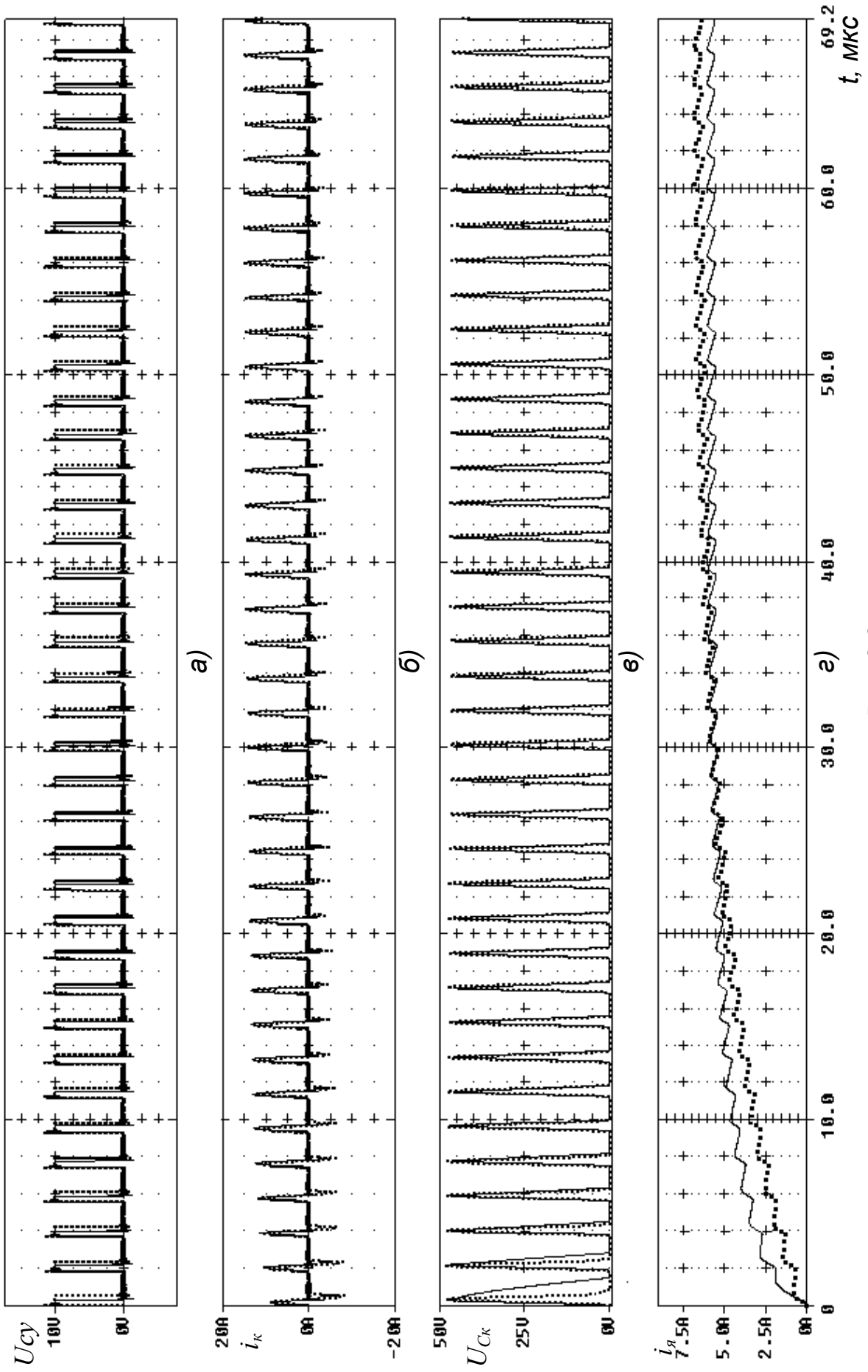


Рис. 2.9

2.5. Спектр потребляемого тока

В процессе моделирования выполнено исследование спектра тока, потребляемого от сети и сравнение его с экспериментальными результатами. На рис. 2.10 представлены спектры тока контура обычного ИП (*a*), однополупериодного КРИП (*б*) и двухполупериодного КРИП (*в*), которые полученные с использованием программы электронного моделирования PSpise. На рис. 2.11 приведены аналогичные спектры, полученные экспериментально при помощи цифрового осциллографа и программы WaveStar.

Результаты моделирования и эксперимента показывают, что квазирезонансные преобразователи имеют лучшую совместимость с питающей сетью, чем обычные ИП. В спектре двухполупериодного КРИП значительно меньше высших гармоник, а их амплитуда ниже, чем у однополупериодного КРИП. Следует отметить, наличие высокочастотных паразитных колебаний (порядка десятков мегагерц) во всех типах преобразователей. Эти колебания видны на осциллограммах, рис. 2.13 – 2.16 и на графиках 2.7, 2.8. Т.е. их наличие зафиксировано в процессе электронного моделирования и эксперимента. Природа этих колебаний связана с внутренней структурой полевого транзистора. Высокочастотные колебания появляются из-за наличия колебательных контуров, образованных паразитными индуктивностями и емкостями транзистора.

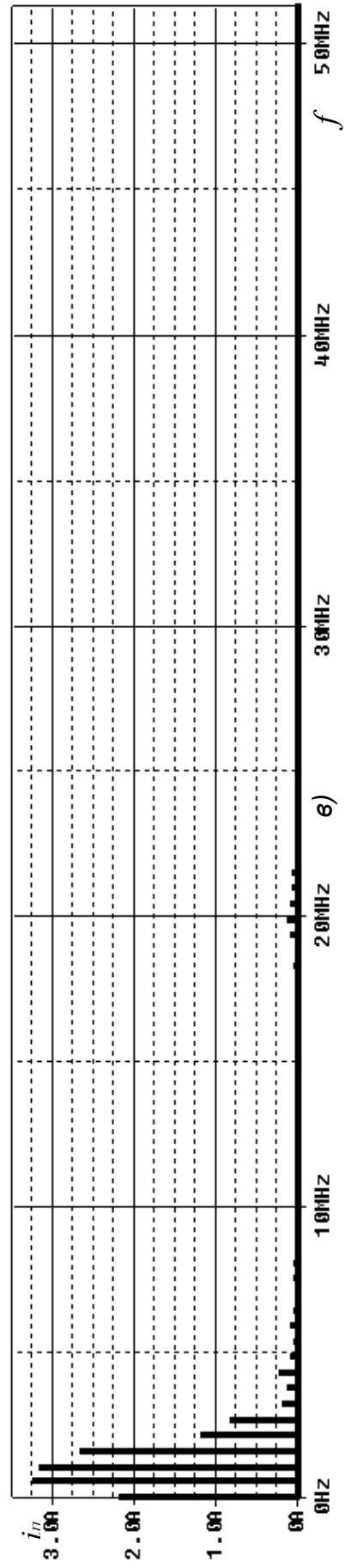
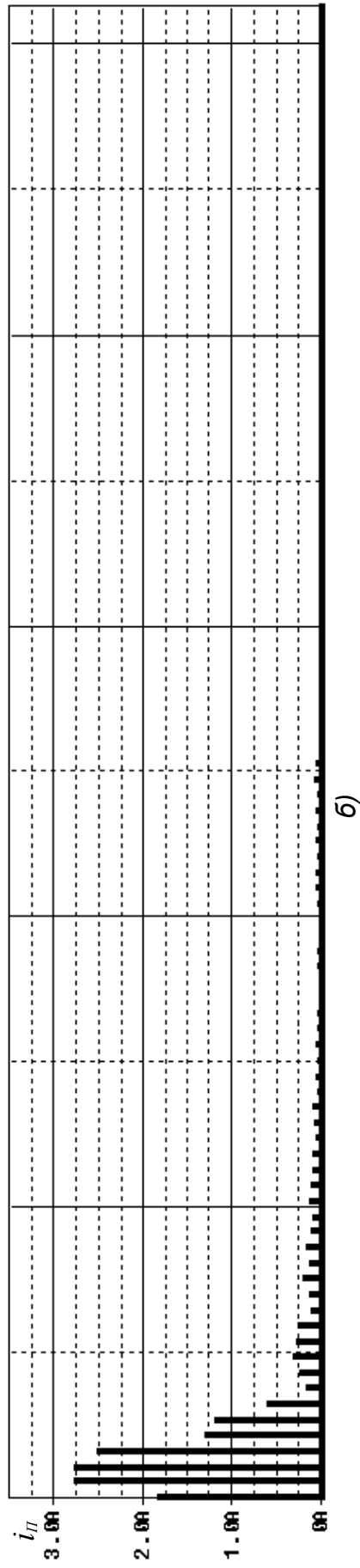
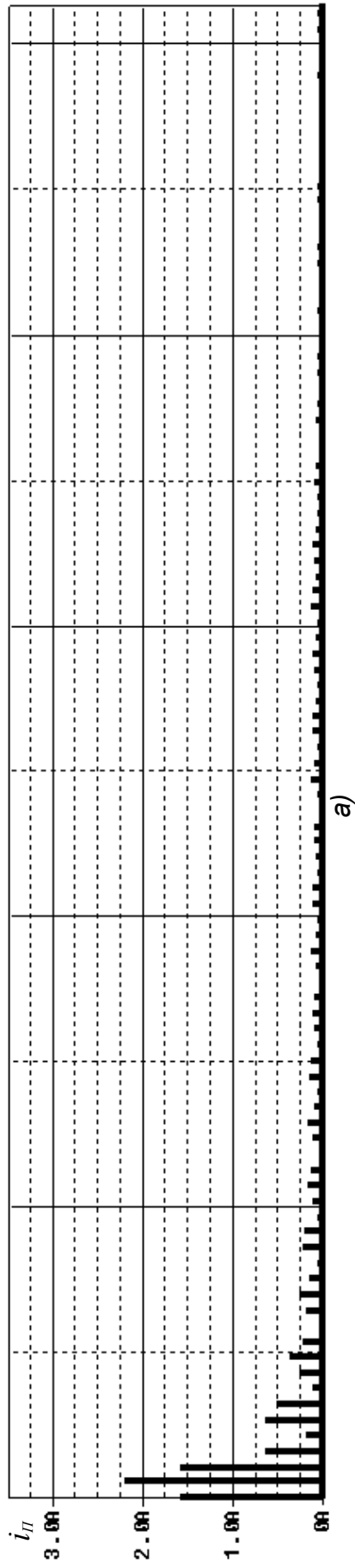
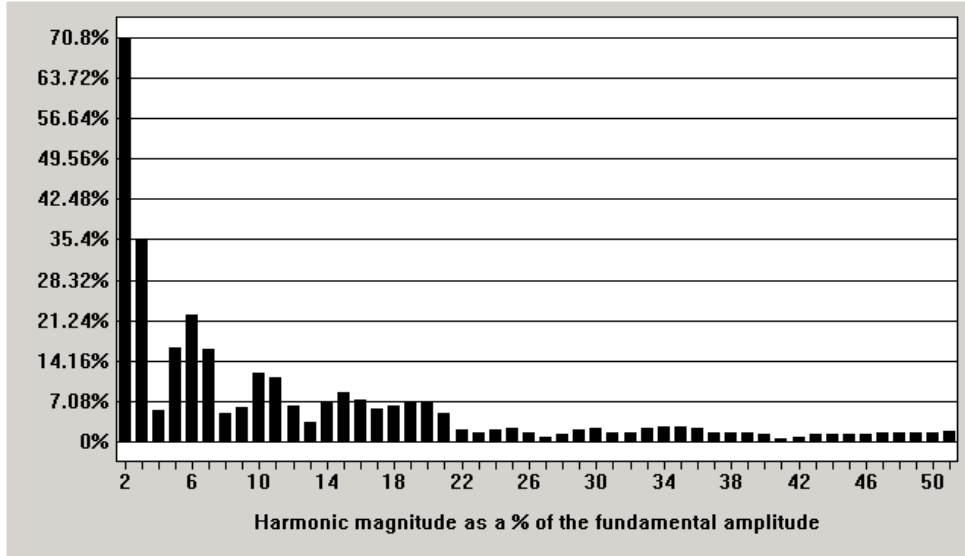
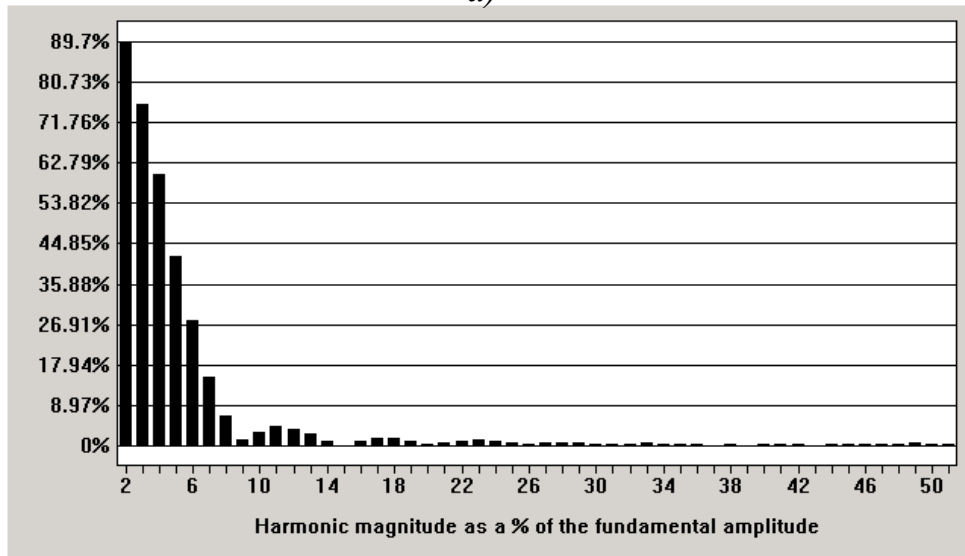


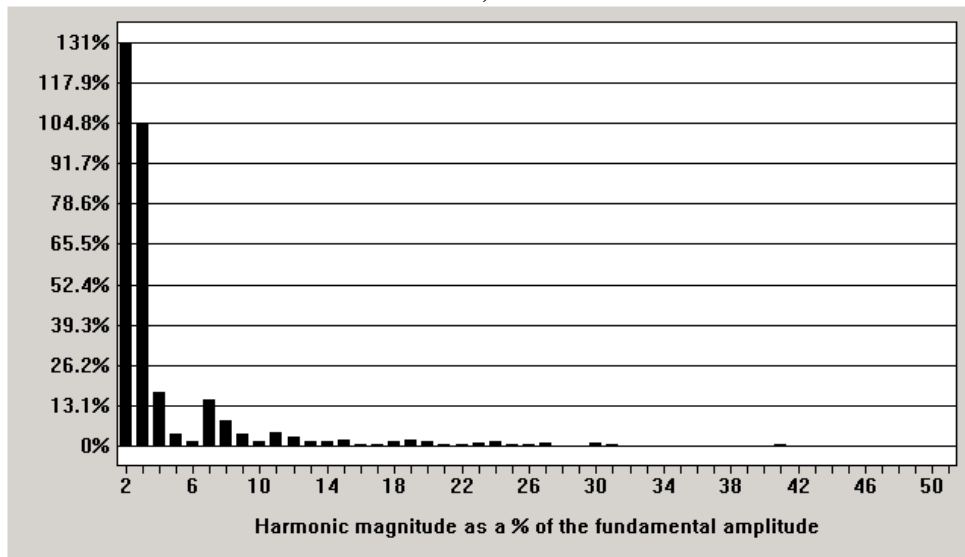
Рис. 2.10 – Спектр тока потребляемого из сети при моделировании



a)



b)



c)

Рис. 2.11. Спектры тока потребляемого из сети, на макете

Для уменьшения амплитуды паразитных колебаний необходимо уменьшать добротность паразитных контуров, для чего можно включать в них активные сопротивления. Однако это нежелательно делать в силовой цепи, т.к. снизится к.п.д. В цепи же затвора подбором дополнительного сопротивления, включённого последовательно с ним, удалось значительно снизить амплитуду паразитных колебаний, в частности минимальная амплитуда колебаний получена при $R_I = 10\text{ Ом}$ (рис. 2.6). В реальной схеме роль последовательного сопротивления играет выходное сопротивление микросхемы D_I (рис. 2.12). Его увеличение, как показал эксперимент, к значительному снижению амплитуды паразитных высокочастотных колебаний не приводит, поэтому их следует фильтровать дополнительными цепями.

2.6. Экспериментальная проверка результатов анализа и моделирования

Экспериментальный квазирезонансный преобразователь, рис. 2.12, включает в себя силовой ключ, транзистор $VT1$, диоды $VD1$, $VD2$ и резонансный контур C_k , L_k . Для перевода схемы КРИП в двухполупериодный режим достаточно закоротить диод $VD1$. Преобразователь нагружен на

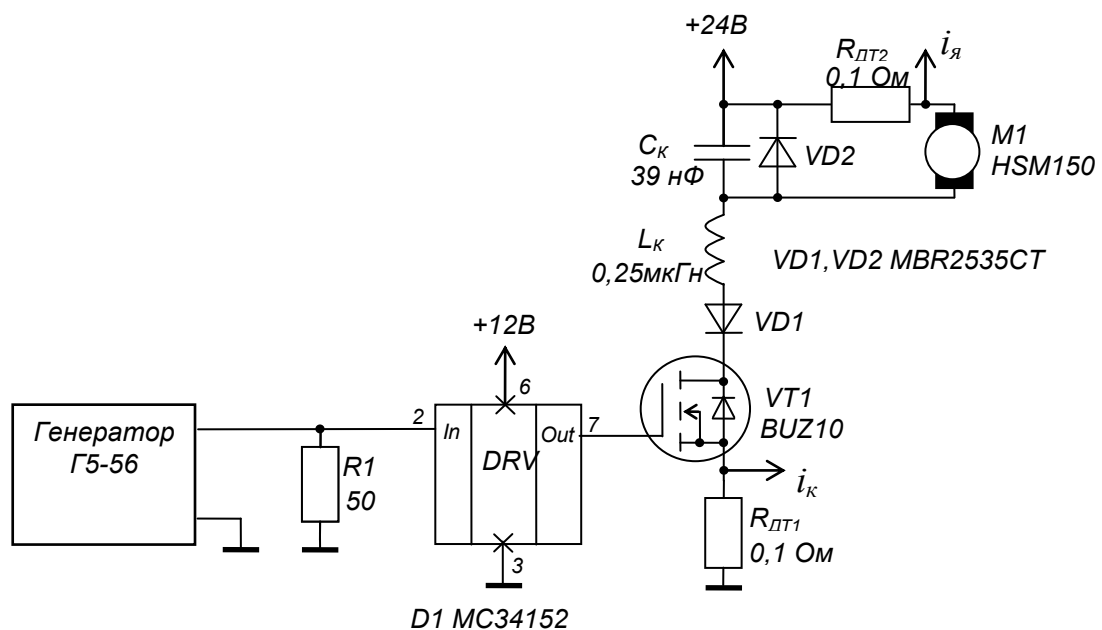


Рис. 2.12. Электрическая принципиальная схема экспериментального КРИП

двигатель постоянного тока $M1$. Напряжение, пропорциональное току контура и току якоря, снимается с датчиков тока $R_{дт1}$ и $R_{дт2}$, соответственно. Управление силовым ключом $VT1$ осуществляется от генератора импульсов Г5-56 через быстродействующий драйвер $D1$.

В процессе эксперимента для однополупериодного преобразователя сняты осциллограммы тока контура и напряжения на конденсаторе контура рис. 2.13,

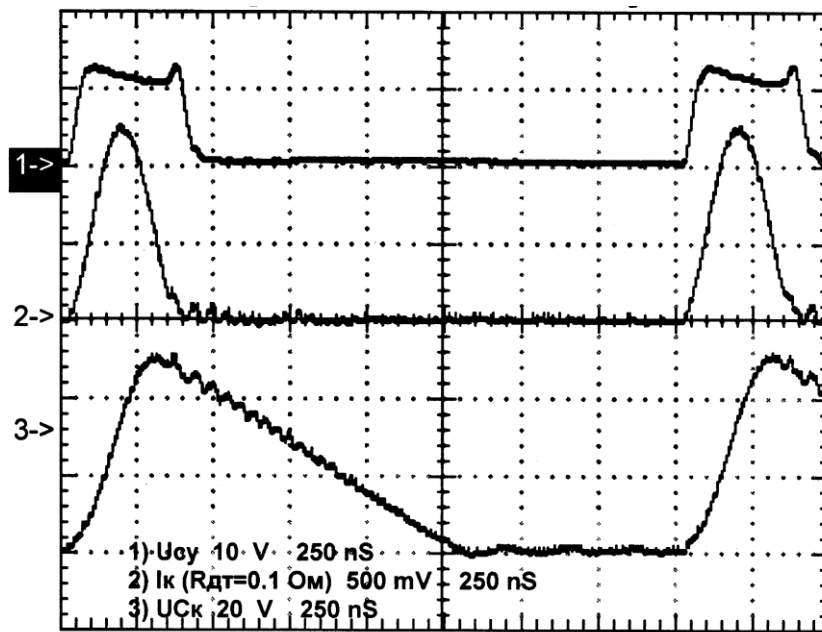


Рис. 2.13

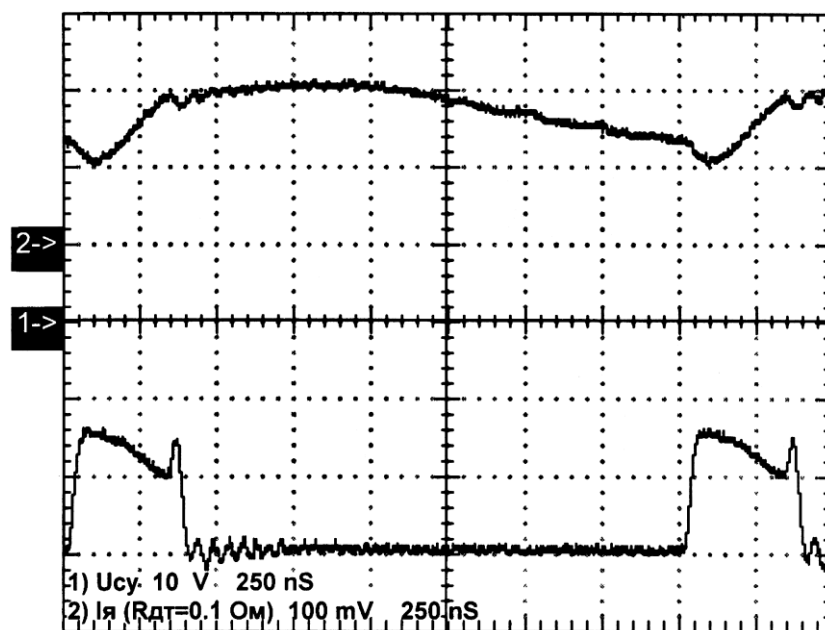


Рис. 2.14

тока якоря, рис. 2.14. Они получены при длительности запускающих импульсов 0.34 мкс и периоде повторения 2 мкс. При этом частота вращения двигателя на холостом ходе составила 3000 об/мин. На рис. 2.15, 2.16 приведены те же осциллограммы, для преобразователя при длительности управляющих импульсов 0.62 мкс и периоде повторения 1.86 мкс (двухполупериодный КРИП).

Необходимо отметить следующую особенность работы

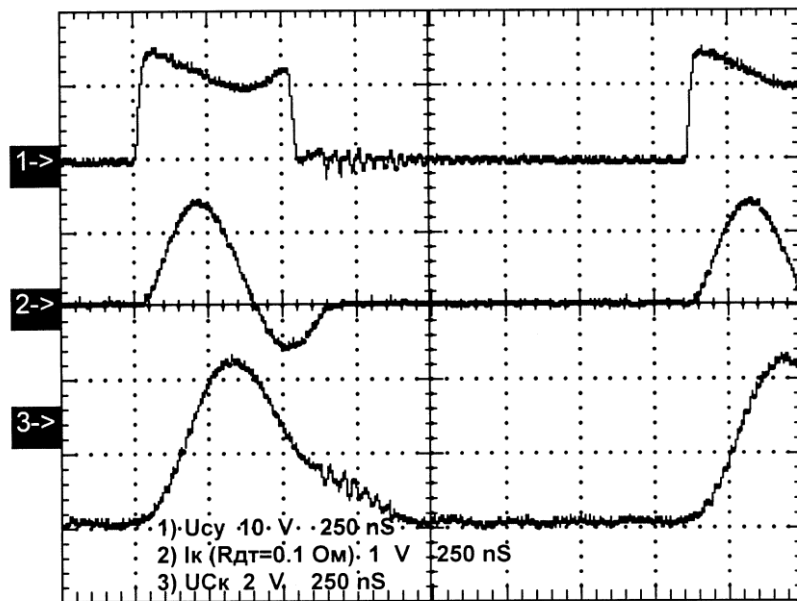


Рис. 2.15

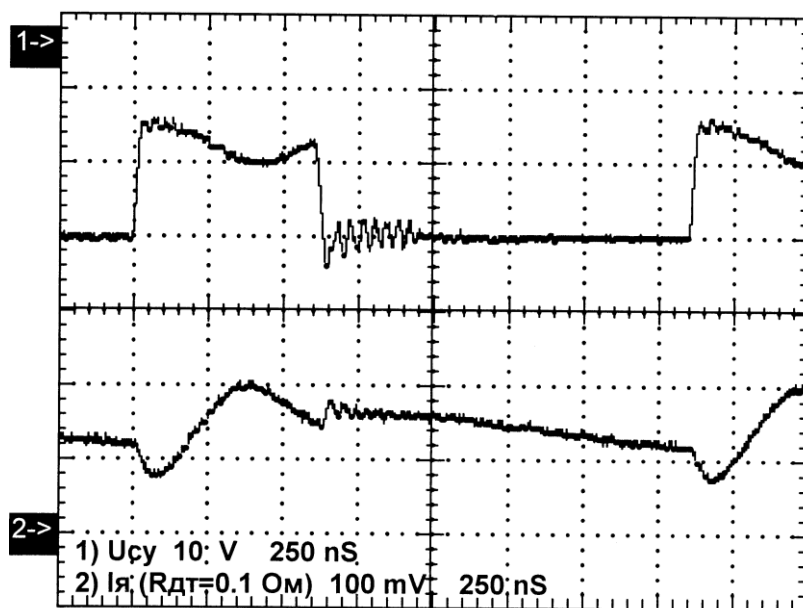


Рис. 2.16

двухполупериодного КРИП, рис. 2.12. Схема такого КРИП не чувствительна к длительности импульса управления на участке отрицательного тока контура, т.к. силовой транзистор зашунтирован обратным диодом Шотки, который открывается на интервале паузы в работе ключа. Встроенный диод является конструктивной особенностью современных мощных полевых транзисторов, он размещен с ним в одном корпусе. С учетом отмеченной особенности отпадает необходимость в контроле нуля тока контура, т.к. для этого достаточно снять управляющий импульс с затвора транзистора на участке отрицательного тока. При этом транзистор будет выключаться, практически при нулевом напряжении, которое равно падению напряжения на открытом диоде. Для мощных диодов Шотки это напряжение не превышает 1В. Однако, как отмечено выше, длительность интервала отрицательного тока контура зависит от нагрузки. В связи с этим, для недопущения выхода КРИП из режима переключения при нуле тока необходимо поддерживать отпирающий импульс на протяжении всего первого интервала работы, это целесообразно и с точки зрения к.п.д., т.к. падение напряжения на открытом транзисторе меньше, чем на открытом диоде. Однако и в этом случае нет необходимости применять датчик контроля нуля тока контура, т.к. длительность второго интервала двухполупериодного КРИП, практически, не зависит от нагрузки.

На рис. 2.17 и 2.18 приведены теоретические и экспериментальные зависимости амплитуды пульсаций тока якоря от нагрузки, и от частоты работы для однополупериодного и двухполупериодного преобразователей. Теоретические характеристики (кривые *a* на рис. 2.17 и 2.18) получены для однополупериодного преобразователя при следующих параметрах: $R_{я}=1\text{ Ом}$, $L_{я}=90\text{ мкГн}$, $L_{к}=0.25\text{ мкГн}$, $C_{к}=0.039\text{ мкФ}$, $T=1.86\text{ мкс}$, $U_{п}=24\text{ В}$, $e_{я}=15\text{ В}$. Экспериментальные зависимости амплитуды пульсаций тока якоря от нагрузки сняты при частоте работы КРИП, равном 500 кГц. Зависимость амплитуды пульсаций от частоты работы получены, при токе нагрузки, равном 7 А. Кривые

б – однополупериодный преобразователь, *в* – двухполупериодный преобразователь.

Как видно из этих рисунков, расчётные и теоретические величины пульсаций тока якоря отличаются друг от друга. Это связано с тем, что для теоретического расчёта использовалась упрощенная модель двигателя

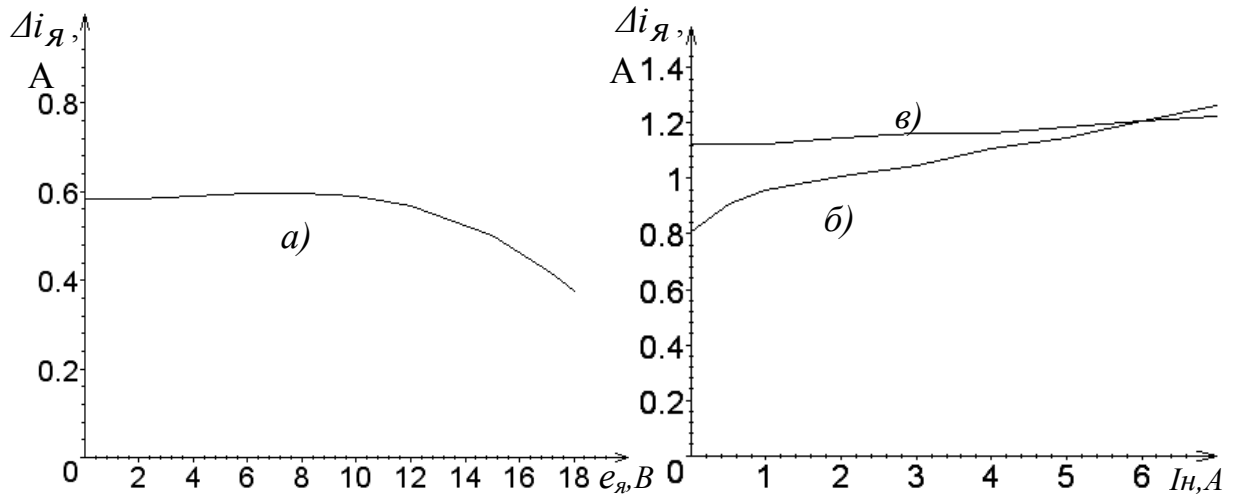


Рис. 2.17

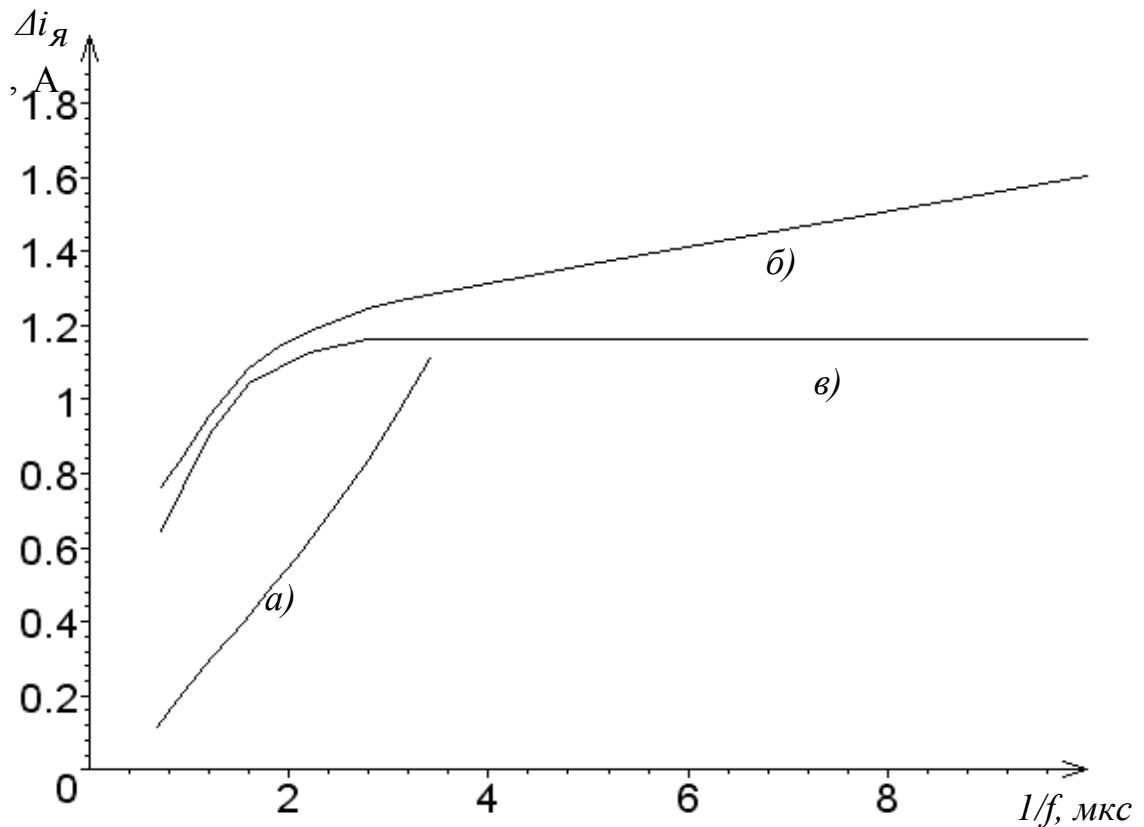


Рис. 2.18

постоянного тока, с допущением о постоянстве противо-э.д.с. Также, при построении теоретических характеристик для упрощения расчета принималось, что минимуму тока якоря соответствует начало периода работы, а максимуму – начало второго интервала работы. На самом деле эти моменты смещены по времени. Минимум тока находится на первом коммутационном интервале, максимум – на втором (кривая z , рис. 2.3, 2.5).

Следует также отметить и то, что амплитуда пульсаций тока якоря двухполупериодного преобразователя менее критична к изменению нагрузки и частоте переключения, чем в однополупериодном преобразователе. Однако, в режимах близких к холостому ходу абсолютное значение амплитуды пульсаций у однополупериодного КРИП ниже.

На рис. 2.19 приведены экспериментальные осциллограммы процесса установления тока якоря в момент включения преобразователя для однополупериодного (осциллограмма 2) и двухполупериодного (осциллограмма 1) преобразователей.

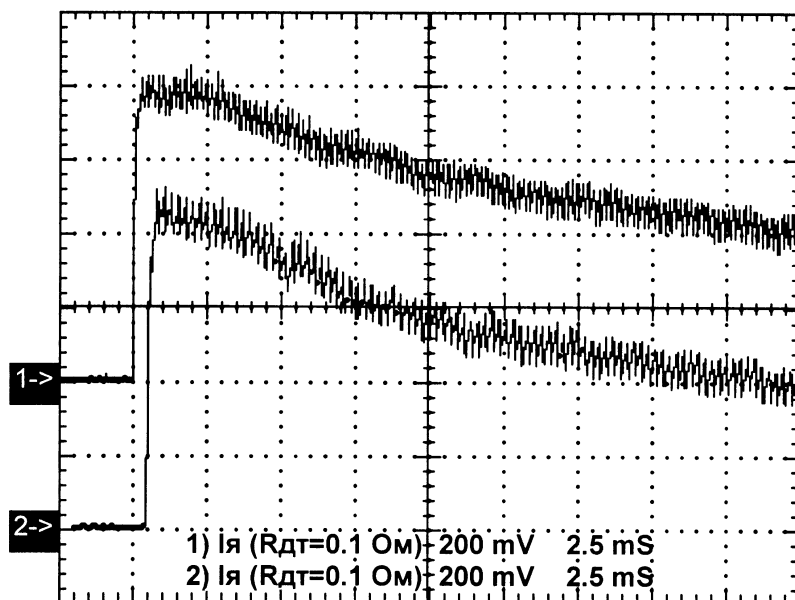


Рис. 2.19

Очевидно, что скачок тока якоря в момент пуска однополупериодного преобразователя, превосходит аналогичный параметр двухполупериодного преобразователя.

Проведенные аналитическое исследование, электронное моделирование и эксперимент позволили подтвердить достоверность полученных результатов данной главы, которые сформулированы в нижеприведенных выводах.

Выводы к разделу 2

1. Установлен вид и характер электромагнитных процессов в КРИП-ПНТ с ДПТ, что позволяет создать методику расчета таких систем.

2. Установлено, что противо-э.д.с. якоря оказывает значительное влияние на длительность первого и второго коммутационного интервала в однополупериодном КРИП-ПНТ и оказывает на них малое влияние в двухполупериодном КРИП-ПНТ.

3. В однополупериодном КРИП-ПНТ с ДПТ необходимо предусматривать датчики нуля тока резонансного контура и синхронизировать с ним момента выключения силового ключа.

4. В приводах АТМЗ целесообразно применение двухполупериодных КРИП. При этом повышается частота преобразования, снижаются помехи, распространяемые по сети и в эфир, повышается КПД преобразователя.

5. Проведенное электронное и физическое моделирование КРИП-ПНТ с ДПТ, подтвердило результаты теоретических расчетов, с погрешностью порядка единиц процентов.

6. Исследование спектра потребляемого преобразователем от сети тока показало, что КРИП имеет лучшую совместимость с сетью по сравнению с ШИП. Из квазирезонансных ИП лучшей совместимостью с сетью обладает двухполупериодный КРИП.

7. Результаты исследования пульсаций выходного тока КРИП-ПНТ показали, что при небольшой нагрузке однополупериодный преобразователь имеет меньшую амплитуду пульсаций тока, чем двухполупериодный, а при большой нагрузке – наоборот. Амплитуда пульсаций тока двухполупериодного КРИП менее критична к изменениям нагрузки и частоты переключения, чем однополупериодного.

8. Основные научные результаты по второму разделу опубликованы в работах [29, 30].

РАЗДЕЛ 3

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Стабильность частоты вращения двигателя электропривода АТМЗ является одним из важнейших параметров. Имеется в виду стабильность средней скорости за один оборот и стабильность мгновенной частоты вращения [66, 78]. В КРИП с ДПТ осуществляется частотное регулирование скорости в широких пределах. В диапазоне низких частот пульсации скорости возрастают. Важно определить уровень этих пульсаций, позволяющий оценить точность стабилизации скорости и жесткость механических характеристик электропривода в разомкнутой и в замкнутой системах. В замкнутой системе жесткая механическая характеристика позволяет обеспечить желаемую стабильность скорости с меньшими значениями коэффициента усиления, что расширяет запас устойчивости. На выходе КРИП включается резонансный контур, поэтому, по сравнению с ШИП, его механическая характеристика будет более мягкой, что потребует увеличения коэффициента усиления системы для достижения необходимого качества стабилизации скорости [41].

Регулировочная характеристика в КРИП по своему характеру такая же, как и в ШИП, если рассматривать ее относительно скважности (коэффициента заполнения) управляющих импульсов. Она линейна относительно γ . Однако в КРИП регулирование выходного напряжения осуществляется посредством изменения частоты управляющего сигнала. Процесс регулирования частоты влияет и на энергетические характеристики привода, в частности на коэффициент полезного действия, и коэффициент гармоник потребляемого от сети тока.

К сожалению, эти характеристики не поддаются строгому аналитическому расчету из-за невозможности учета влияния противо-э.д.с. двигателя. В следствие этого попытаемся найти приближенное аналитическое решение, сделав допущение о неизменности противо-э.д.с двигателя, что соответствует режиму, когда изменение частоты и нагрузки происходят в бесконечно малом диапазоне.

3.1. Влияние квазирезонансного импульсного преобразователя на механические характеристики двигателя постоянного тока

Механические характеристики электродвигателя постоянного тока, питание которого осуществляется от источника постоянного напряжения, имеют вид прямых, параллельных оси абсцисс. Их наклон зависит от нагрузки, а взаимное расположение – от величины напряжения питания.

Такие характеристики не представляют большого интереса. Механические характеристики замкнутой системы – это геометрическое место точек пересечения прямой $\Omega = const$ с семейством механических характеристик разомкнутой системы. Поэтому для проектирования, наладки и эксплуатации электропривода АТМЗ необходимо изучить свойства и особенности его характеристик в разомкнутом состоянии, в первую очередь, изучить импульсные механические характеристики привода.

В нашем случае питание электродвигателя осуществляется от импульсного источника питания, для этого случая его механические характеристики называют импульсными. Для их нахождения разделим левую и правую часть выражений (2.12, 2.13, 2.14) на ток короткого замыкания (3.1) и в результате получим относительные значения тока якоря для различных временных интервалов (3.2).

$$I_{K3} = \frac{U_{II}}{R_{Я}}. \quad (3.1)$$

$$\bar{i}_{Я}(\varepsilon) = \begin{cases} \bar{i}_{Я1}(\varepsilon) = \bar{I}_{11}(\varepsilon) + \bar{i}_{Я}(0)I_{12}(\varepsilon), & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1 \\ \bar{i}_{Я2}(\varepsilon) = (\bar{I}_{21}(\varepsilon) + \bar{i}_{Я}(0)I_{22}(\varepsilon))e^{-0.5\alpha(\varepsilon - \gamma_1)} & \gamma_1 \leq \varepsilon \leq \gamma_1 + \gamma_2, \\ \bar{i}_{Я3}(\varepsilon) = -\bar{e}_{Я} + (\bar{I}_{31} + \bar{i}_{Я}(0)I_{32})e^{-\alpha(\varepsilon - \gamma_1 - \gamma_2)} & \gamma_1 + \gamma_2 \leq \varepsilon \leq 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

где $\bar{i}_{Я}(\varepsilon) = i_{Я}(\varepsilon)/I_{K3}$ – относительный ток якоря;

$\bar{e}_{Я} = e_{Я}/U_{II}$ – относительное значение е.д.с. якоря;

$$\begin{aligned} \bar{I}_{11}(\varepsilon) &= -\frac{\omega_k^2(1 - \bar{e}_{Я})}{T_{Я}p_2(r^2 + m^2)} + \bar{F}'_{Я}e^{\alpha_1\varepsilon} + (\bar{B}'_{Я}\sin\bar{\omega}_1\varepsilon + \bar{C}'_{Я}\cos\bar{\omega}_1\varepsilon)e^{\alpha_2\varepsilon}; \\ \bar{I}_{21}(\varepsilon) &= \left(-\frac{\omega_k^2(1 - \bar{e}_{Я})}{T_{Я}p_2(r^2 + m^2)} + \bar{F}'_{Я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (\bar{B}'_{Я}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + \bar{C}'_{Я}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) \cos\bar{\omega}_2(\varepsilon - \gamma_1) + \\ &+ \left[-\frac{\omega_k^2 R_{Я}}{(r^2 + m^2)T_{Я}p_2} + \bar{F}'_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (\bar{B}'_c \sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + \bar{C}'_c \cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} - \right. \\ &\left. - 0.5R_{Я} \left(-\frac{\omega_k^2(1 - \bar{e}_{Я})}{T_{Я}p_2(r^2 + m^2)} + \bar{F}'_{Я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (\bar{B}'_{Я}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + \bar{C}'_{Я}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) - \right. \\ &\left. - R_{Я}\bar{e}_{Я} \right] \frac{\sin\bar{\omega}_2(\varepsilon - \gamma_1)}{z_{Я}}; \\ \bar{I}_{31} &= \bar{e}_{Я} + \left(\left(-\frac{\omega_k^2(1 - \bar{e}_{Я})}{T_{Я}p_2(r^2 + m^2)} + \bar{F}'_{Я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (\bar{B}'_{Я}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + \bar{C}'_{Я}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) \cos\bar{\omega}_2\gamma_2 + \right. \\ &+ \left[-\frac{\omega_k^2 R_{Я}}{(r^2 + m^2)T_{Я}p_2} + \bar{F}'_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (\bar{B}'_c \sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + \bar{C}'_c \cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} - \right. \\ &\left. - 0.5R_{Я} \left(-\frac{\omega_k^2(1 - \bar{e}_{Я})}{T_{Я}p_2(r^2 + m^2)} + \bar{F}'_{Я}e^{\alpha_1\gamma_1} + (\bar{B}'_{Я}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + \bar{C}'_{Я}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} \right) - \right. \\ &\left. - R_{Я}\bar{e}_{Я} \right] \frac{\sin\bar{\omega}_2\gamma_2}{z_{Я}} \Big) e^{-0.5\alpha\gamma_2}; \quad \bar{F}'_{Я} = \frac{\omega_k^2(1 - \bar{e}_{Я}) - p_2^2\bar{e}_{Я}}{T_{Я}p_2z_1}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\overline{B}'_я &= \frac{(r^2 - m^2 - rp_2)\omega_k^2}{mT_яz_1(r^2 + m^2)}(1 - \overline{e}_я) - \frac{(r^2 + m^2 - rp_2)}{T_яmz_1}\overline{e}_я; \\
\overline{C}'_я &= \frac{(p_2 - 2r)\omega_k^2}{T_яz_1(r^2 + m^2)}(1 - \overline{e}_я) + \frac{p_2}{T_яz_1}\overline{e}_я; \quad \overline{F}'_c = \frac{(1 + p_2T_я)R_я\omega_k^2}{p_2T_яz_1} + \frac{R_я\omega_{кя}^2}{z_1}\overline{e}_я; \\
\overline{B}'_c &= \left(\frac{r^2 - m^2 - rp_2}{T_я(r^2 + m^2)} + r - p_2 \right) \frac{R_я\omega_k^2}{mz_1} + \frac{r - p_2}{mz_1} R_я\omega_{кя}^2 \overline{e}_я; \\
\overline{C}'_c &= \frac{(p_2 - 2r - (r^2 + m^2)T_я)R_я\omega_k^2}{z_1T_я(r^2 + m^2)} - \frac{R_я\omega_{кя}^2}{z_1}\overline{e}_я; \quad \overline{i}_я(0) = \frac{\overline{A}(\gamma)}{1 - B(\gamma)}; \quad \overline{A}(\gamma) = -\overline{e}_я + \\
&+ \left[\overline{e}_я + \left[\left(-\frac{\omega_k^2(1 - \overline{e}_я)}{T_яp_2(r^2 + m^2)} + \overline{F}'_я e^{\alpha_1\gamma_1} + (\overline{B}'_я \sin \overline{\omega}_1\gamma_1 + \overline{C}'_я \cos \overline{\omega}_1\gamma_1) e^{\alpha_2\gamma_1} \right) \cos \overline{\omega}_2\gamma_2 + \right. \right. \\
&+ \left[-\frac{\omega_k^2 R_я}{(r^2 + m^2)T_яp_2} + \overline{F}'_c e^{\alpha_1\gamma_1} + (\overline{B}'_c \sin \overline{\omega}_1\gamma_1 + \overline{C}'_c \cos \overline{\omega}_1\gamma_1) e^{\alpha_2\gamma_1} - \right. \\
&\left. \left. - 0.5R_я \left(-\frac{\omega_k^2(1 - \overline{e}_я)}{T_яp_2(r^2 + m^2)} + \overline{F}'_я e^{\alpha_1\gamma_1} + (\overline{B}'_я \sin \overline{\omega}_1\gamma_1 + \overline{C}'_я \cos \overline{\omega}_1\gamma_1) e^{\alpha_2\gamma_1} \right) - \right. \right. \\
&\left. \left. - \overline{e}_я \right] \frac{\sin \overline{\omega}_2\gamma_2}{z_я} \right] e^{-0,5\alpha\gamma_2} \left] e^{-\alpha(1-\gamma_1-\gamma_2)}.
\end{aligned}$$

Среднее значение тока (в относительных единицах):

$$\overline{I}_я = \int_0^1 \overline{i}_я(\varepsilon) d\varepsilon = \int_0^{\gamma_1} \overline{i}_{я1}(\varepsilon) d\varepsilon + \int_{\gamma_1}^{\gamma_1+\gamma_2} \overline{i}_{я2}(\varepsilon) d\varepsilon + \int_{\gamma_1+\gamma_2}^1 \overline{i}_{я3}(\varepsilon) d\varepsilon \quad (3.3)$$

где

$$\begin{aligned}
\int_0^{\gamma_1} \overline{i}_{я1}(\varepsilon) d\varepsilon &= \frac{\overline{F}'_я + \overline{i}_я(0)F_я''}{\alpha_1} (e^{\alpha_1\gamma_1} - 1) + a\alpha\gamma_1 + \\
&+ \frac{(\overline{B}'_я + \overline{i}_я(0)B_я'')}{\alpha_2^2 + \overline{\omega}_1^2} \alpha_2 + \frac{(\overline{C}'_я + \overline{i}_я(0)C_я'')}{\overline{\omega}_1} \overline{\omega}_1 + \left(\frac{(\overline{B}'_я + \overline{i}_я(0)B_я'')}{\alpha_2^2 + \overline{\omega}_1^2} \alpha_2 + \frac{(\overline{C}'_я + \overline{i}_я(0)C_я'')}{\overline{\omega}_1} \overline{\omega}_1 \right) \sin \overline{\omega}_1\gamma_1 +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left. \frac{\left(\overline{C}'_r + \overline{i}_r(0)C''_r\right)\alpha_2 - \left(\overline{B}'_r + \overline{i}_r(0)B''_r\right)\overline{\omega}_1 \cos \overline{\omega}_1 \gamma_1}{\alpha_2^2 + \overline{\omega}_1^2} \right\} e^{\alpha_2 \gamma_1}, \\
& \int_{\gamma_1}^{\gamma_1 + \gamma_2} \overline{i}_{r2}(\varepsilon) d\varepsilon = 2 \frac{\left(AA + \overline{i}_r(0)BB\right)\alpha - 2\left(AA + \overline{i}_r(0)BA\right)\overline{\omega}_2}{\alpha^2 + 4\overline{\omega}_2^2} - \\
& - 2 \left(\frac{\left(AB + \overline{i}_r(0)BB\right)\alpha - 2\left(AA + \overline{i}_r(0)BA\right)\overline{\omega}_2}{\alpha^2 + 4\overline{\omega}_2^2} \sin \overline{\omega}_2 \gamma_2 + \right. \\
& \left. + \frac{\left(AA + \overline{i}_r(0)BA\right)\alpha + 2\left(AB + \overline{i}_r(0)BB\right)\overline{\omega}_2 \cos \overline{\omega}_2 \gamma_2}{\alpha^2 + 4\overline{\omega}_2^2} \right) e^{-0.5\alpha\gamma_2}, \\
& \int_{\gamma_1 + \gamma_2}^1 \overline{i}_{r3}(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{\overline{i}_r(0)I_{32}}{\alpha} + \left(\frac{1}{\alpha} + \gamma_1 + \gamma_2 - 1\right) e_r^- + \frac{AB \sin \overline{\omega}_2 \gamma_2 + AA \cos \overline{\omega}_2 \gamma_2}{\alpha} e^{-0.5\alpha\gamma_2} - \\
& - \frac{1}{\alpha} \left(\left(AB \sin \overline{\omega}_2 \gamma_2 + AA \cos \overline{\omega}_2 \gamma_2\right) e^{-0.5\alpha\gamma_2} + \overline{e}_r^- + \overline{i}_r(0)I_{32} \right) e^{\alpha(\gamma_1 + \gamma_2 - 1)}, \\
& aa = -\frac{\omega_k^2 (1 - e_r^-)}{T_r p_2 (r^2 + m^2)}, \quad AA = aa + \overline{F}'_r e^{\alpha_1 \gamma_1} + \left(\overline{B}'_r \sin \overline{\omega}_1 \gamma_1 + \overline{C}'_r \cos \overline{\omega}_1 \gamma_1\right) e^{\alpha_2 \gamma_1}, \\
& AB = \frac{1}{z_r} \left(-\frac{\omega_k^2 R_r}{(r^2 + m^2) T_r p_2} + \overline{F}'_c e^{\alpha_1 \gamma_1} + \right. \\
& \left. + \left(\overline{B}'_c \sin \overline{\omega}_1 \gamma_1 + \overline{C}'_c \cos \overline{\omega}_1 \gamma_1\right) e^{\alpha_2 \gamma_1} - 0.5 R_r AA - R_r \overline{e}_r^- \right), \\
& BA = \overline{F}''_r e^{\alpha_1 \gamma_1} + \left(\overline{B}''_r \sin \overline{\omega}_1 \gamma_1 + \overline{C}''_r \cos \overline{\omega}_1 \gamma_1\right) e^{\alpha_2 \gamma_1}, \\
& BB = \frac{\overline{F}''_c e^{\alpha_1 \gamma_1} + \left(\overline{B}''_c \sin \overline{\omega}_1 \gamma_1 + \overline{C}''_c \cos \overline{\omega}_1 \gamma_1\right) e^{\alpha_2 \gamma_1} - 0.5 BA}{z_r}.
\end{aligned}$$

Если в выражении (3.3) учесть, что относительная скорость $\overline{\Omega} = \Omega/\Omega_0 = e_r/U_{II} = \overline{e}_r$, а момент $\overline{M} = M/M_{K3} = I_r/I_{K3} = \overline{I}_r$, то решив полученное выражение относительно $\overline{\Omega}$, найдем уравнение для импульсной механической характеристики.

$$\bar{\Omega} = f(\bar{M}) \quad (3.4)$$

По выражению (3.4) (см. приложение Б) построены механические характеристики рис. 3.1. В (3.4) не учтена зависимость длительности первого и второго коммутационных интервалов (t_1, t_2) от величины противо-э.д.с. Поэтому полученные импульсные механические характеристики как у обычного ДПТ с ШИП [68] (прямые линии с пересечением в одной точке) однако, они мягче, поскольку в силовой цепи КРИП присутствует резонансный контур. Характеристики, рис. 3.1, построены для следующих значений параметров:

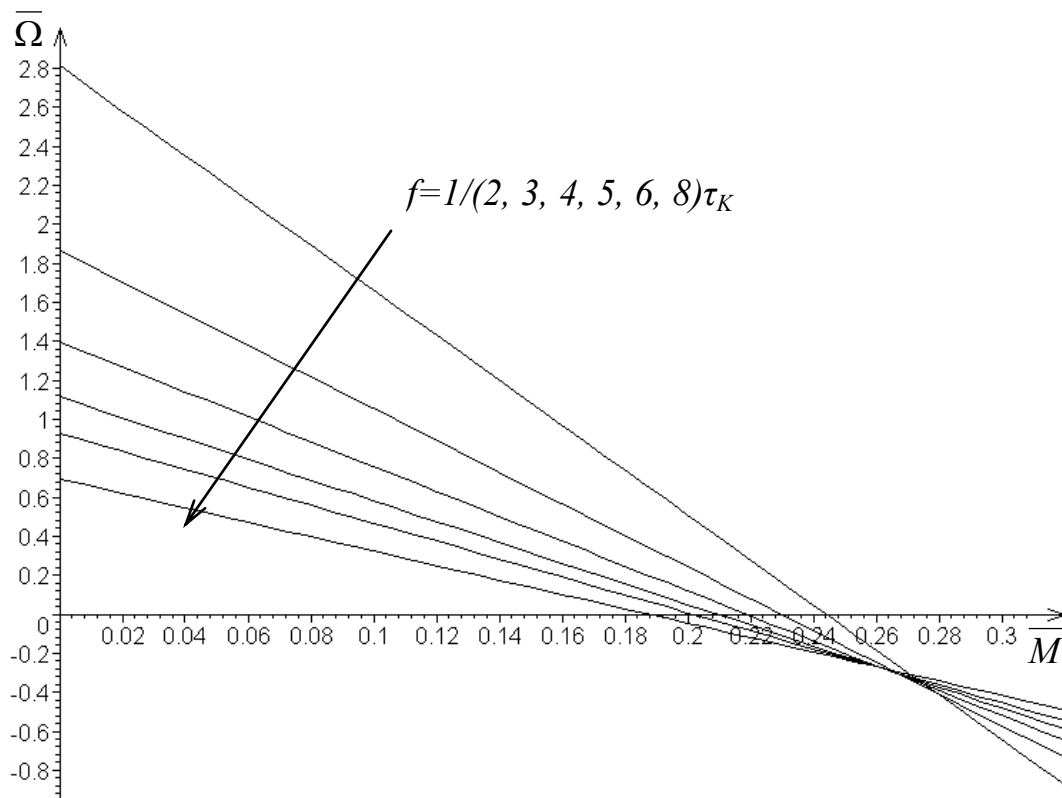


Рис. 3.1. Импульсные механические характеристики ДПТ без учета влияния противо-е.д.с. на временные интервалы работы КРИП

$R_{я}=1 \text{ Ом}$ $L_{я}=90 \text{ мкГн}$, $L_{к}=0.25 \text{ мкГн}$, $C_{к}=0.039 \text{ мкФ}$, $U_{п}=24 \text{ В}$, $e_{я}=17 \text{ В}$, $t_1=0.36 \text{ мкс}$, $t_2=0.7 \text{ мкс}$, $\tau_{к}=0.31 \text{ мкс}$.

Как видно из рис. 3.1, с уменьшением частоты работы КРИП, что эквивалентно уменьшению скважности импульсов, жесткость механических характеристик увеличивается. Это можно объяснить тем, что с уменьшением частоты, увеличивается длительность третьего интервала, на котором двигатель закорочен открытым обратным диодом D_0 , что приводит к изменению электрической постоянной времени цепи, так как на первом и втором интервалах в цепь якоря включен ещё и резонансный контур. На третьем интервале двигатель закорочен обратным диодом D_0 , в этом случае, постоянная времени цепи якоря будет максимальной. В экспериментальных характеристиках отмеченная особенность более заметна, так как на величине постоянной времени цепи якоря сказываются сопротивление соединительных проводов и параметры активных и пассивных компонентов силовой цепи КРИП.

Теоретические импульсные механические характеристики, приведенные на рис. 3.1, отличаются от экспериментальных, т.к. в процессе анализа трудно учесть зависимость длительности коммутационных интервалов КРИП от нагрузки, также от частоты вращения, и от противо-э.д.с. двигателя, рис. 2.4.

Механические характеристики с учетом противо-э.д.с. двигателя можно построить, используя численные методы. Для этого необходимо решать систему уравнений, приравнивая к нулю выражения (2.3), (2.8), (3.4). Из первых двух выражений находим длительность первого и второго интервалов работы КРИП, а из последнего – противо-э.д.с. ДПТ. Решая данную систему для различных значений частот работы КРИП и различных значений относительного момента, найдены значения относительной скорости в соответствующих точках, по которым построены импульсные механические характеристики (рис. 3.2), при следующих параметрах: $R_{\text{я}}=1 \text{ Ом}$, $L_{\text{я}}=90 \text{ мкГн}$, $L_{\text{к}}=0.25 \text{ мкГн}$, $C_{\text{к}}=0.039 \text{ мкФ}$, $\tau_{\text{к}}=0.31 \text{ мкс}$.

Как видно из рис. 3.2, полученные механические характеристики нелинейные. Нелинейность связана со спецификой КРИП, как звена силовой

части, что проявляется, в частности, в непостоянстве времени первого и второго интервалов работы КРИП при изменении нагрузки. Нелинейность особенно заметна при малых нагрузках (меньше 0.2). В этом случае возрастает длительность второго интервала, и, как следствие, увеличивается среднее напряжение на выходе преобразователя. В режимах, близких к холостому ходу механические характеристики резко уходят «вверх» как у двигателя с последовательным возбуждением. Если же относительный момент нагрузки больше 0.2, то механические характеристики, практически, линейны. Причём, чем меньше частота работы КРИП, тем обширнее линейный участок. Для механических характеристик с учетом влияния противо-э.д.с. двигателя также характерно увеличение жесткости с уменьшением частоты работы КРИП, что не требует дополнительных пояснений.

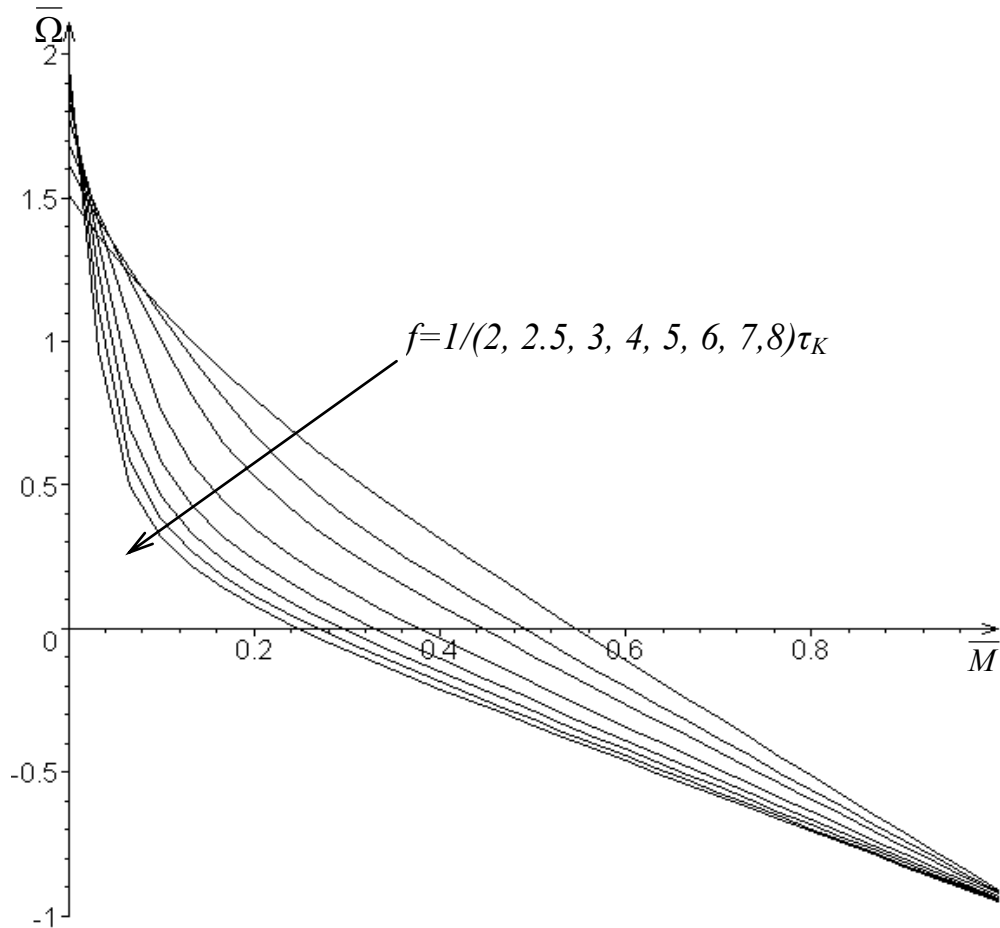


Рис. 3.2. Импульсные механические характеристики ДПТ с учетом влияния противо-э.д.с.

Характеристики, рис. 3.1 и 3.2, будут отличаться друг от друга при изменении частоты, что связано с тем, что при увеличении частоты до некоторого значения, конденсатор контура не будет успевать разряжаться до нуля к началу следующего периода, вследствие чего нарушается обычный порядок работы КРИП.

На рис. 3.3 представлены теоретические и экспериментальные механические характеристики ДПТ с однополупериодным КРИП. Экспериментальный макет собран по электрической принципиальной схеме, рис 2.12. При их построении теоретические характеристики были смещены влево на величину относительного статического момента, за номинальную частоту вращения взята скорость двигателя на холостом ходе.

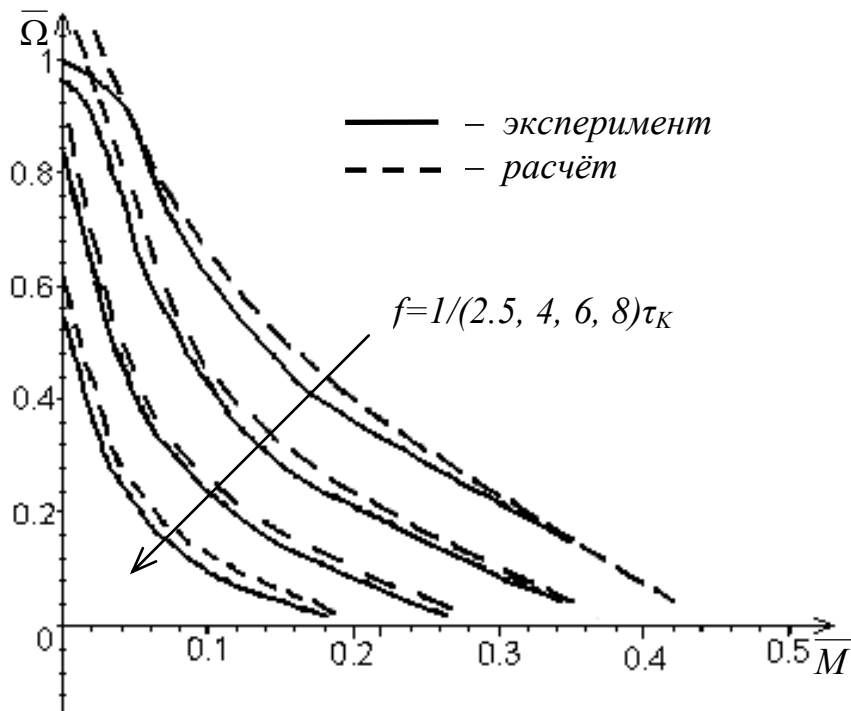


Рис. 3.3. Импульсные механические характеристики ДПТ с однополупериодным КРИП

Из рис. 3.3 видно, что характер расчётных и экспериментальных характеристик совпадает. Заметное расхождение этих характеристик при минимальном моменте нагрузки и максимальной частоте переключения КРИП объясняется принятыми допущениями при составлении математической модели системы КРИП – ДПТ.

На рис. 3.4 представлены механические характеристики ДПТ с двухполупериодным КРИП. Для механических характеристик привода с

двухполупериодным преобразователем характерна большая жёсткость и большая зона линейности, по сравнению с однополупериодной схемой. Эта особенность объясняется тем, что в двухполупериодной схеме электромагнитная энергия, накопленная в нагрузке передается в источник питания. Существенная нелинейность первой и второй характеристик при малых нагрузках обусловлена ростом напряжения на конденсаторе контура вследствие увеличения его добротности.

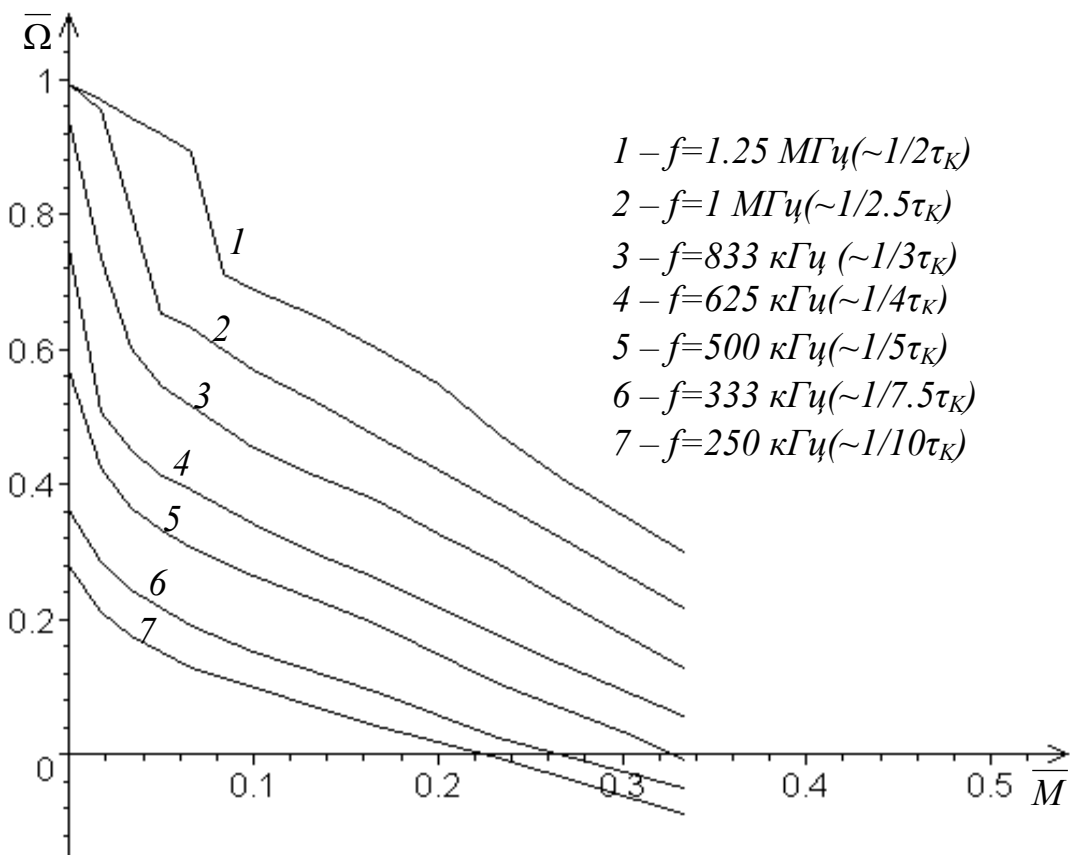


Рис. 3.4. Экспериментальные механические характеристики ДПТ с двухтактным КРИП

Сравнивая механические характеристики привода с однополупериодным и двухполупериодным КРИП можно заключить, что двухполупериодный преобразователь предпочтительнее для использования в АТМЗ, так как его характеристики жестче и линейнее, чем у однополупериодного преобразователя.

Это позволит уменьшить необходимый динамический диапазон системы в процессе управления для стабилизации скорости.

3.2. Влияние квазирезонансного импульсного преобразователя на величину пульсаций скорости двигателя постоянного тока

При проектировании КРИП-ПНТ для прецизионного электропривода необходимо оценивать влияние преобразователя на величину пульсаций скорости.

Для определения уровня пульсаций найдем средние значения скорости на отдельных коммутационных интервалах:

$$\bar{\Omega}_1 = \frac{1}{T_m} \int (i_{я1}(\varepsilon) - \bar{I}_я) d\varepsilon + C_1; \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1; \quad (3.5)$$

$$\bar{\Omega}_2 = \frac{1}{T_m} \int (i_{я2}(\varepsilon) - \bar{I}_я) d\varepsilon + C_2; \quad \gamma_1 \leq \varepsilon \leq \gamma_1 + \gamma_2; \quad (3.6)$$

$$\bar{\Omega}_3 = \frac{1}{T_m} \int (i_{я3}(\varepsilon) - \bar{I}_я) d\varepsilon + C_3; \quad \gamma_1 + \gamma_2 \leq \varepsilon \leq 1; \quad (3.7)$$

где $\bar{T}_m = \frac{JR_я}{c^2T}$ – относительная электромеханическая постоянная привода;

J – момент инерции; c – постоянная двигателя; C_1 , C_2 и C_3 – константы интегрирования.

Проинтегрировав эти выражения и решив их относительно $\bar{\Omega}$, с учетом того, что относительная скорость $\bar{\Omega} = \Omega/\Omega_0 = e_я/U_{\Pi} = \bar{e}_я$, а момент: $\bar{M} = M/M_{K3} = I_я/I_{K3} = \bar{I}_я$, получим выражения для скорости на трёх интервалах работы КРИП.

Экстремумы скорости достигаются в моменты, когда $\bar{i}_я(\varepsilon) = \bar{I}_я$. Максимум достигается на втором или третьем интервале работы КРИП, минимум – на первом. Для нахождения моментов максимума и минимума скорости необходимо найти экстремумы выражений (3.5) – (3.7). К сожалению, из-за нелинейного характера этих зависимостей, аналитически определить величину пульсаций скорости не удастся, поэтому пульсации были рассчитаны численными методами; результаты представлены на рис. 3.5 – 3.9. Константы интегрирования С1, С2 и С3 выбирались из условия, что скорость ДПТ в начале периода работы КРИП равняется нулю (из-за этого на характеристиках присутствуют участки с отрицательной скоростью), поскольку нас интересует амплитуда пульсаций скорости.

На рис. 3.5 и 3.6 приведены кривые пульсаций мгновенной скорости ДПТ за период работы ключа для однополупериодного и двухполупериодного КРИП при различной частоте работы преобразователя. Эти кривые получены при следующих значениях параметров: $T_m = 10^{-7}/T$, $U_{II} = 24В$, $R_я = 1 Ом$, $L_я = 90 мкГн$,

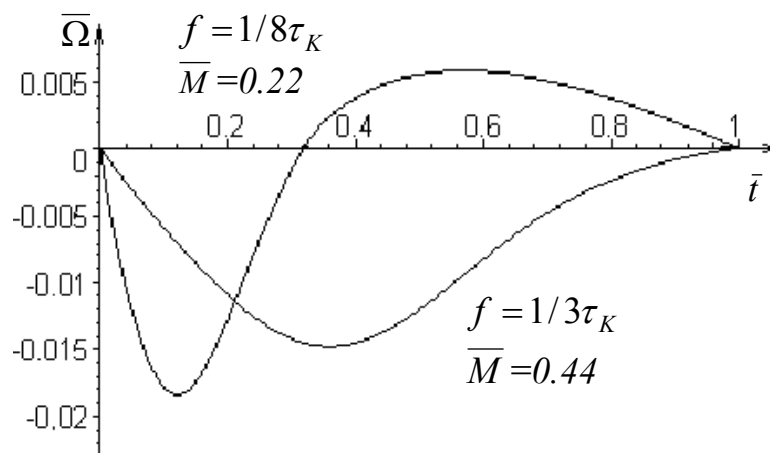


Рис. 3.5. Пульсации скорости ДПТ с однополупериодным КРИП

$L_K = 0.25 мкГн$, $C_K = 0.039 мкФ$, $\tau_K = 0.31 мкс$, $e_я = 5В$.

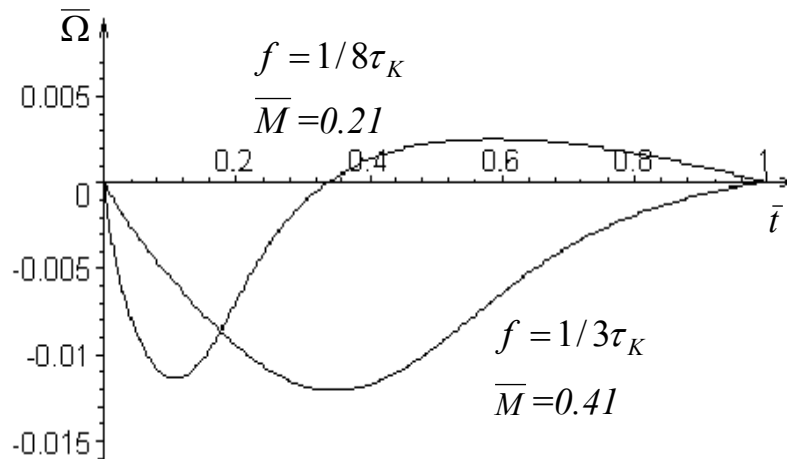


Рис. 3.6. Пульсации скорости ДПТ с двухполупериодным КРИП

Из рис. 3.5 и 3.6 можно видеть, что при изменении частоты работы преобразователя форма пульсаций скорости остается постоянной, изменяется только длительность положительной полуволны пульсаций скорости и ее амплитуда. При максимальной частоте положительная полуволна отсутствует. Очевидно, что форма пульсаций не зависит от вида преобразователя (однополупериодный или двухполупериодный КРИП), однако, у однополупериодного преобразователя амплитуда пульсаций больше.

На рис. 3.7 приведены расчетные зависимости для момента ДПТ с однополупериодным (кривые 1 – 3) и двухполупериодным (кривая 4) КРИП. На этом и последующих рисунках: f_K – собственная частота резонансного контура, f – частота коммутации КРИП. На рис.3.8 и 3.9 представлены расчётные зависимости пульсаций скорости ДПТ для однополупериодного (кривые 1 –3), и для двухполупериодного (кривая 4) преобразователей. Кривые построены для фиксированных значений противо-э.д.с. и относительных скоростей.

В процессе исследования установлено, что изменение противо-э.д.с. двигателя не оказывает заметного влияния на основные характеристики ДПТ с двухполупериодным КРИП (рис. 3.7 – 3.9, кривые 4). Разница в результатах расчёта графиков двухполупериодного КРИП для минимального и

максимальног \bar{M}
превышает ты

скорости) не

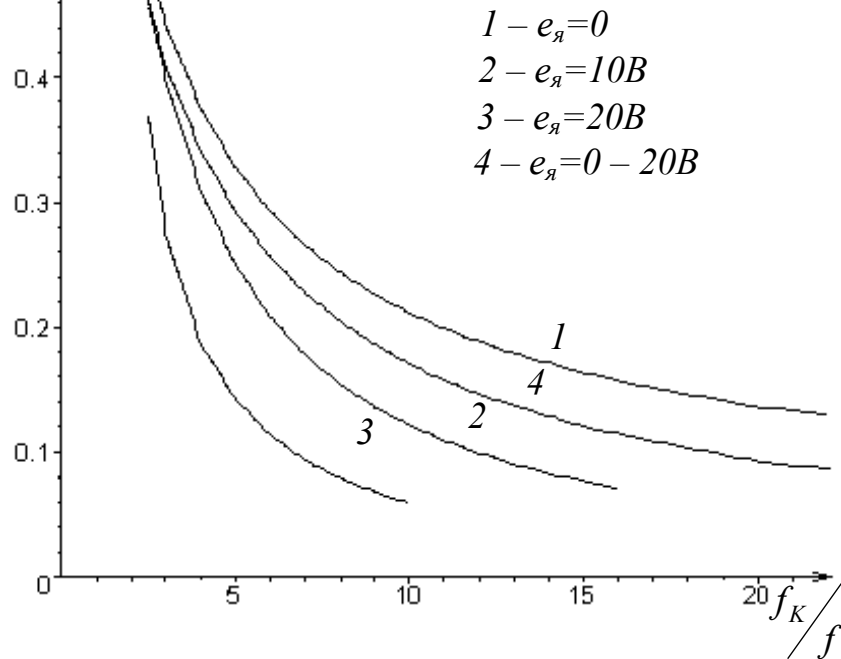


Рис. 3.7. Зависимость момента ДПТ от частоты коммутации КРИП

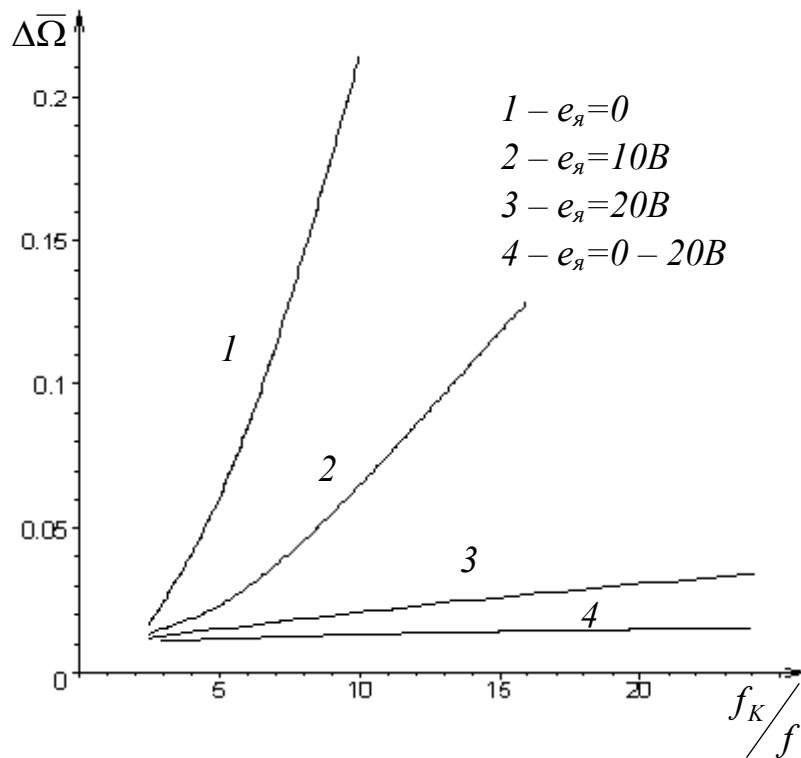


Рис.3.8. Зависимость пульсаций скорости ДПТ от частоты коммутации КРИП

Анализируя полученные результаты, можно отметить, что двухполупериодный КРИП предпочтительнее однополупериодного по уровню пульсаций. Зависимость пульсаций скорости ДПТ с двухполупериодным КРИП от частоты и нагрузки менее заметна, чем у однополупериодного. Пульсации и момент ДПТ с двухполупериодным КРИП слабо зависят от противо-э.д.с. якоря, и от частоты вращения.

В свою очередь ДПТ с однополупериодным КРИП развивает больший момент на низкой частоте вращения, однако с ростом этой частоты, момент снижается и становится меньше, чем у ДПТ с двухполупериодным КРИП.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что для прецизионного электропривода целесообразней использовать двухполупериодный КРИП. В первую очередь это связано с меньшим, чем у ДПТ с однополупериодным КРИП, уровнем пульсаций скорости. Например, расчет максимально возможного размаха пульсаций скорости ДПТ с двухполупериодным КРИП показал, что он не превышает 2%, в то же время аналогичный показатель однополупериодного КРИП достигает 20%. Расчеты выполнены при следующих значениях параметров: $T_m=10^{-7}/T$, $U_{II}=24В$, $R_{я}=1 \text{ Ом}$, $L_{я}=90 \text{ мкГн}$, $L_{к}=0.25 \text{ мкГн}$, $C_{к}=0.039 \text{ мкФ}$, $f_{КРИП}=1.3 \text{ МГц} - 10 \text{ кГц}$, $\overline{M}_H=0 - 0.5$.

Выводы к разделу 3

1. Импульсные механических характеристик ДПТ с однополупериодным и двухполупериодным КРИП-ПНТ без учета влияния нагрузки на коммутационные интервалы подобны аналогичным характеристикам ДПТ с питанием от ШИП. При учете влияния противо-э.д.с. якоря ДПТ на длительность первого и второго коммутационного интервалов импульсные механические характеристики становятся существенно нелинейными,

подобными механическим характеристикам ДПТ с последовательным возбуждением.

2. Установлено, что амплитуда пульсаций скорости в разработанном макете КРИП-ПНТ с ДПТ в худшем случае не превышает 1% для двухполупериодного и 10% для однополупериодного КРИП. При номинальном режиме ($\bar{M}_H=0.5$, $f/f_k=3$) амплитуда пульсаций однополупериодного и двухполупериодного КРИП составляет менее 0.6%.

3. Доказано, что механические характеристики ДПТ с двухполупериодным КРИП-ПНТ жестче и линейнее, чем с однополупериодным КРИП, при меньшем уровне пульсаций.

4. Основные научные результаты по разделу опубликованы в работе [28].

РАЗДЕЛ 4

ОПТИМИЗАЦИЯ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

4.1. Особенности оптимизации преобразователя

Неотъемлемой частью ИП является система управления, которой необходимо уделять особое внимание при выполнении оптимизации.

Системы с оптимальным управлением по соответствующим критериям позволяют достичь заданного результата с максимальной эффективностью. Поэтому при проектировании системы управления необходимо выполнить её оптимизацию по критическим параметрам. Поскольку в большинстве случаев критические параметры противоречивы (например – требование максимального быстродействия при минимальных затратах), то оптимизация системы проводится по одному из параметров, при фиксированных значениях других.

Одним из основных параметров точного электропривода является его быстродействие, т.е. возможность за минимальное время и с минимальной ошибкой отработать заданную команду или скомпенсировать возмущающее воздействие. Для привода АТМЗ это может быть поворот на определённый угол или перемещение на заданное расстояние исполнительного механизма (магнитной головки), переход от одной скорости вращения рабочего органа (блок вращающихся головок) к другой и т.д. Для достижения максимального быстродействия необходимо найти оптимальное управляющее воздействие для системы управления (СУ). Исследуем эту задачу на примере системы управления КРИП-ПНТ с двигателем независимого возбуждения (или с постоянными магнитами, что эквивалентно двигателю с независимым возбуждением при фиксированном магнитном потоке возбуждения).

Оптимизацию системы можно выполнить разными методами (настройка процесса на конечную длительность, вариационное исчисление, принцип максимума Понтрягина, метод динамического программирования Беллмана, метод прямого поиска, модульный оптимум и др.) [2, 3, 7, 37, 50, 51, 53, 55, 56]. Принцип максимума Понтрягина дает хорошие результаты оптимизации по быстрдействию систем с ограниченными управляющими воздействиями, каковой и является наша система.

4.2. Оптимизация системы управления для позиционирования

Для оптимизации системы по принципу максимума необходимо найти закон изменения сигнала управления КРИП-ПНТ, который обеспечит отработку углового перемещения θ с начального положения в конечное за минимальное время без перерегулирования и найти минимальное время перехода из начального в конечное положение. Анализ выполним по постоянной составляющей, так как диапазон рабочих частот КРИП (сотни килогерц – единицы мегагерц) значительно больше собственной частоты ДПТ. При таком допущении ошибка не превосходит единиц процентов.

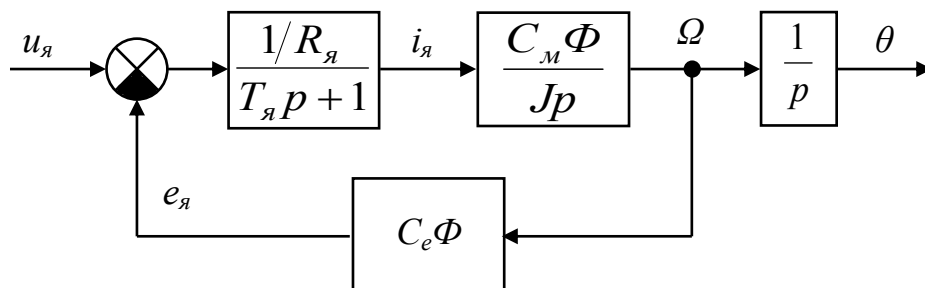


Рис. 4.1. Структурная схема ДПТ

Для структурной схемы ДПТ, рис. 4.1, имеем систему дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{я}} - i_{\text{я}} R_{\text{я}} - L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} - C_e \Phi \Omega &= 0, \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= C_m \Phi i_{\text{я}}, \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega, \end{aligned} \right\}, \quad (4.1)$$

где $u_{\text{я}}$ – напряжение на якоре; $i_{\text{я}}$ – ток якоря; Ω – частота вращения;
 θ – угол поворота якоря; C_e , C_m – постоянные противо-э.д.с. и момента ДПТ;
 Φ – магнитный поток; $R_{\text{я}}$ – сопротивление цепи якоря; $L_{\text{я}}$ – индуктивность цепи якоря; J – момент инерции якоря.

В качестве переменных состояния выбираем ток, частоту вращения и угол поворота якоря ДПТ, а в качестве переменной управления – напряжение на якоре ДПТ. Введем следующие обозначения для переменных состояния и управления: $i_{\text{я}}=x_1$, $\Omega=x_2$, $\theta=x_3$, $u_{\text{я}}=u$ и ограничение на управляющее воздействие: $|u| \leq u_{\text{max}}$, так как в реальном устройстве напряжение на якоре двигателя будет ограничено максимальным напряжением на выходе преобразователя. Для работы преобразователя в безопасном режиме, накладываем ограничение и на ток якоря. В процессе регулирования он не должен превышать максимального значения тока преобразователя: $|x_1| \leq i_{\text{max}}$. В случае его превышения КРИП-ПНТ может выйти из режима переключения при нулевом токе.

С учетом принятых допущений и ограничений система уравнений (4.1) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= a_1 u - a_2 x_1 - a_3 x_2 = \varphi_1, \\ \frac{dx_2}{dt} &= a_4 x_1 = \varphi_2, \\ \frac{dx_3}{dt} &= x_2 = \varphi_3, \end{aligned} \right\}, \quad (4.2)$$

где $a_1 = \frac{1}{L_\gamma}$, $a_2 = \frac{1}{T_\gamma} = \frac{R_\gamma}{L_\gamma}$, $a_3 = \frac{C_e \Phi}{L_\gamma}$, $a_4 = \frac{C_M \Phi}{J}$.

Для переменных состояния имеем начальные: $x_1(0)=0$, $x_2(0)=0$, $x_3(0)=0$ и конечные значения: $x_1(T)=0$, $x_2(T)=0$, $x_3(T)=\theta_0$.

Введем три вспомогательные функции времени Ψ_1 , Ψ_2 , и Ψ_3 , и составим функцию Гамильтона для системы уравнений (4.2):

$$H = \varphi_1 \Psi_1 + \varphi_2 \Psi_2 + \varphi_3 \Psi_3 = (a_1 u - a_2 x_1 - a_3 x_2) \Psi_1 + a_4 x_1 \Psi_2 + x_2 \Psi_3. \quad (4.3)$$

Составляем сопряженные уравнения для вспомогательных функций:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x_1} = -\left(\Psi_1 \frac{d\varphi_1}{dx_1} + \Psi_2 \frac{d\varphi_2}{dx_1} + \Psi_3 \frac{d\varphi_3}{dx_1} \right) = \\ &= -\left[\Psi_1 \frac{d(a_1 u - a_2 x_1 - a_3 x_2)}{dx_1} + \Psi_2 \frac{d(a_4 x_1)}{dx_1} + \Psi_3 \frac{dx_2}{dx_1} \right] = \Psi_1 a_2 - \Psi_2 a_4, \\ \frac{d\Psi_2}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x_2} = -\left(\Psi_1 \frac{d\varphi_1}{dx_2} + \Psi_2 \frac{d\varphi_2}{dx_2} + \Psi_3 \frac{d\varphi_3}{dx_2} \right) = \\ &= -\left[\Psi_1 \frac{d(a_1 u - a_2 x_1 - a_3 x_2)}{dx_2} + \Psi_2 \frac{d(a_4 x_1)}{dx_2} + \Psi_3 \frac{dx_2}{dx_2} \right] = \Psi_1 a_3 - \Psi_3, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\Psi_3}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x_3} = -\left(\Psi_1 \frac{d\varphi_1}{dx_3} + \Psi_2 \frac{d\varphi_2}{dx_3} + \Psi_3 \frac{d\varphi_3}{dx_3}\right) = \\
&= -\left[\Psi_1 \frac{d(a_1 u - a_2 x_1 - a_3 x_2)}{dx_3} + \Psi_2 \frac{d(a_4 x_1)}{dx_3} + \Psi_3 \frac{dx_2}{dx_3}\right] = 0; \\
&\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} &= \Psi_1 a_2 - \Psi_2 a_4, \\ \frac{d\Psi_2}{dt} &= \Psi_1 a_3 - \Psi_3, \\ \frac{d\Psi_3}{dt} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.4)
\end{aligned}$$

Решая систему уравнений (4.4), получим:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1(t) &= \frac{1}{a_3} [p_1 C_1 e^{-p_1 t} + p_2 C_1 e^{-p_2 t} + C_3], \\ \Psi_2(t) &= C_1 e^{-p_1 t} + C_2 e^{-p_2 t}, \\ \Psi_3(t) &= C_3, \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

где C_1, C_2, C_3 – константы интегрирования,

$$p_{1,2} = \frac{1}{2} \left(-a_2 \pm \sqrt{a_2^2 - 4a_3 a_4} \right) = \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{T_{я}} \pm \sqrt{\frac{1}{T_{я}^2} - 4 \frac{C_e C_M \Phi^2}{L_{я} J}} \right).$$

Подставляя значения Ψ из (4.5) в (4.3), получаем функцию Гамильтона, а затем найдем закон изменения u , при котором эта функция достигает максимального значения.

Условие оптимальности по быстродействию имеет вид:

$$H = \Psi_1(t) a_1 u + \Psi_1(t) (a_2 x_1 - a_3 x_2) + \Psi_2(t) a_4 x_1 + \Psi_3(t) x_3 = \max. \quad (4.6)$$

Исследуя выражение (4.6), можно заметить, что H представляет собой линейную функцию переменной u , от которой зависит только одно слагаемое:

$$H_u = \Psi_1(t) a_1 u. \quad (4.7)$$

Очевидно, что функция Гамильтона будет иметь максимум, когда максимально выражение (4.6), что возможно при максимальном управляющем воздействии

$$u = \begin{cases} u_{\max}, & \text{если } \Psi_1(t) > 0, \\ -u_{\max}, & \text{если } \Psi_1(t) < 0; \end{cases}$$

или

$$u = u_{\max} \operatorname{sign}(\Psi_1(t)). \quad (4.8)$$

Рассмотрим случай когда ток якоря не достигает предельного значения, т.е. не будем учитывать условие ограничения переменной x_1 . Кривые для управляющего воздействия и переменных состояния для этого случая приведены на рис. 4.2а.

В соответствии с теоремой об n интервалах [36] количество переключений управляющего воздействия, в нашем случае, будет не более трех. Необходимо найти моменты времени t_1, t_2, t_3 , когда необходимо изменять управляющее воздействие $u(t)$. В общем случае, эти моменты зависят от многих факторов: параметров системы, от векторов состояний в начальной (x_n) и конечной (x_k) точках фазовой траектории, допустимого предельного управляющего воздействия, от вектора возмущающих воздействий. Для упрощения задачи

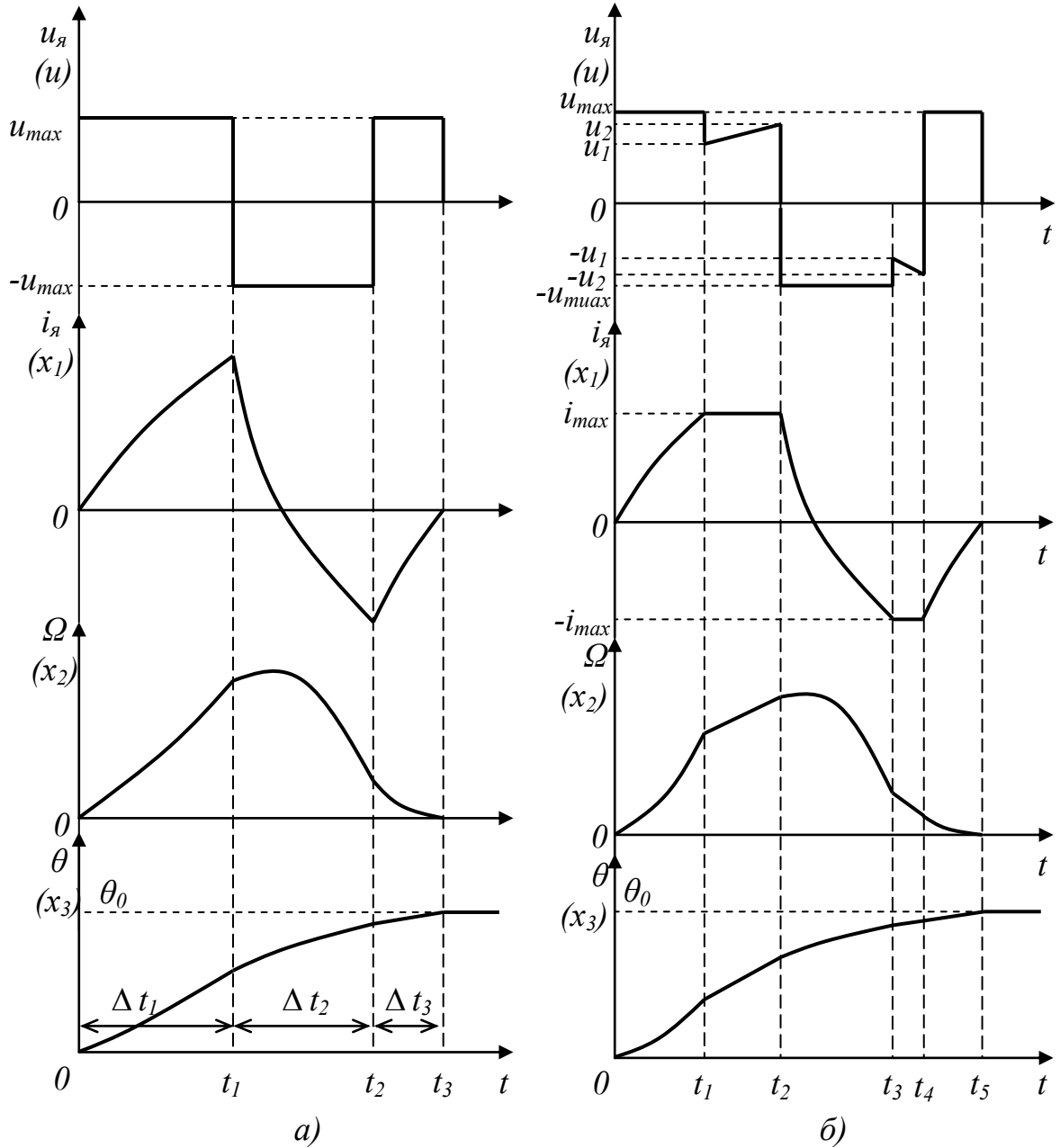


Рис. 4.2

будем искать моменты переключения как функции x_n и x_k при отсутствии возмущающих воздействий и неизменных параметрах системы.

Раскрывая систему уравнений (4.2) относительно переменной x_3 , получим дифференциальное уравнение третьего порядка (4.9).

$$\frac{d^3(x_3(t))}{dt^3} + a_2 \frac{d^2(x_3(t))}{dt^2} + a_3 a_4 \frac{d(x_3(t))}{dt} = a_1 a_4 u. \tag{4.9}$$

Решением уравнения (4.9) для третьего интервала ($t_2 - t_3$) есть функция $x_{33}(t)$ (4.10). Здесь учтено, что управляющее воздействие на третьем интервале положительное, в соответствии с (4.8).

$$x_{33}(t) = \frac{A_{31}}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{A_{32}}{p_2} e^{p_2 t} + \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} t + A_{33}, \quad (4.10)$$

где A_{31} , A_{32} , A_{33} – константы, которые необходимо определить по граничным условиям.

Взяв первую и вторую производные от уравнения (4.10) и учтя само уравнение, получим систему уравнений для трёх переменных состояния на третьем интервале:

$$\left. \begin{aligned} x_{33}(t) &= \frac{A_{31}}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{A_{32}}{p_2} e^{p_2 t} + \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} t + A_{33}, \\ x'_{33}(t) &= A_{31} e^{p_1 t} + A_{32} e^{p_2 t} + \frac{u_{\max}}{C_e \Phi}, \\ x''_{33}(t) &= A_{31} p_1 e^{p_1 t} + A_{32} p_2 e^{p_2 t}. \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

Граничные условия для системы (4.11) в конце третьего интервала:

$$\left. \begin{aligned} x_{33}(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) &= \theta_0, \\ x'_{33}(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) &= 0, \\ x''_{33}(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Решением уравнения (4.9) для второго интервала ($t_1 - t_2$) будет функция $x_{32}(t)$, которая учитывает то обстоятельство, что управляющее воздействие на этом интервале отрицательное, в соответствии с (3.8). Взяв первую и вторую

производную от этой функции, получим систему уравнений для трёх переменных состояния на втором интервале:

$$\left. \begin{aligned} x_{32}(t) &= \frac{A_{21}}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{A_{22}}{p_2} e^{p_2 t} - \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} t + A_{23}, \\ x'_{32}(t) &= A_{21} e^{p_1 t} + A_{22} e^{p_2 t} - \frac{u_{\max}}{C_e \Phi}, \\ x''_{32}(t) &= A_{21} p_1 e^{p_1 t} + A_{22} p_2 e^{p_2 t}. \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

Граничные условия для системы (4.13) на границе второго и третьего интервала:

$$\left. \begin{aligned} x_{32}(\Delta t_1 + \Delta t_2) &= x_{33}(\Delta t_1 + \Delta t_2), \\ x'_{32}(\Delta t_1 + \Delta t_2) &= x'_{33}(\Delta t_1 + \Delta t_2), \\ x''_{32}(\Delta t_1 + \Delta t_2) &= x''_{33}(\Delta t_1 + \Delta t_2). \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Решением уравнения (4.9) для первого интервала ($0 - t_1$) будет функция $x_{31}(t)$ (4.15), которая учитывает, что управляющее воздействие на этом интервале положительное, в соответствии с (4.8). Взяв первую и вторую производную этой функции, получим систему уравнений для трёх переменных состояния на первом интервале:

$$\left. \begin{aligned} x_{31}(t) &= \frac{A_{11}}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{A_{12}}{p_2} e^{p_2 t} + \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} t + A_{13}, \\ x'_{31}(t) &= A_{11} e^{p_1 t} + A_{12} e^{p_2 t} + \frac{u_{\max}}{C_e \Phi}, \\ x''_{31}(t) &= A_{11} p_1 e^{p_1 t} + A_{12} p_2 e^{p_2 t}. \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Граничные условия для системы (4.15) на границе первого и второго интервала:

$$\left. \begin{aligned} x_{31}(\Delta t_1) &= x_{32}(\Delta t_1), \\ x'_{31}(\Delta t_1) &= x'_{32}(\Delta t_1), \\ x''_{31}(\Delta t_1) &= x''_{32}(\Delta t_1). \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Для системы уравнений (4.16) учитываем нулевые начальные условия:

$$\left. \begin{aligned} x_{31}(0) &= 0, \\ x'_{31}(0) &= 0, \\ x''_{31}(0) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

Исходя из начальных и граничных условий, определим неизвестные константы $A_{11}, A_{12}, A_{13}, A_{21}, A_{22}, A_{23}, A_{31}, A_{32}, A_{33}$.

Решив систему (4.15), с учётом (4.17), найдём константы A_{11}, A_{12}, A_{13} :

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_2}{(p_1 - p_2)}, \\ A_{12} &= -\frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_1}{(p_1 - p_2)}, \\ A_{13} &= \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{(p_1 + p_2)}{p_1 p_2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

Решая систему (4.11), с учётом (4.12), найдём константы A_{31}, A_{32}, A_{33} :

$$\left. \begin{aligned} A_{31} &= \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} e^{-p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}, \\ A_{32} &= -\frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} e^{-p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}, \\ A_{33} &= \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{(p_1 + p_2 - p_1 p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3))}{p_1 p_2} + \theta_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Из систем (4.11), (4.13), учтя (4.14), найдём A_{21} , A_{22} , A_{23} :

$$\left. \begin{aligned} A_{21} &= A_{31} - 2 \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} e^{-p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2)}, \\ A_{22} &= A_{32} + 2 \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} e^{-p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2)}, \\ A_{23} &= A_{33} - 2 \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{(p_1 + p_2 - p_1 p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2))}{p_1 p_2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

Значения A_{21} , A_{22} , A_{23} найдем из (4.13), (4.15), с учетом (4.16):

$$\left. \begin{aligned} A_{21} &= A_{11} - 2 \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} e^{-p_1 \Delta t_1}, \\ A_{22} &= A_{12} + 2 \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} e^{-p_2 \Delta t_1}, \\ A_{23} &= A_{13} - 2 \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{(p_1 + p_2 - p_1 p_2 \Delta t_1)}{p_1 p_2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

Вычтя из системы (4.20) систему (4.21), с учётом (4.15) и (4.19), получим нелинейную систему уравнений (4.22):

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} \left(2e^{-p_1 \Delta t_1} - 2e^{-p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2)} + e^{-p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} - 1 \right) &= 0, \\ -\frac{u_{\max}}{C_e \Phi} \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} \left(2e^{-p_2 \Delta t_1} - 2e^{-p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2)} + e^{-p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} - 1 \right) &= 0, \\ \frac{u_{\max}}{C_e \Phi} (\Delta t_1 - \Delta t_2 + \Delta t_3) &= \theta_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

Найдём длительности интервалов Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 . Для этого решим систему уравнений (4.22). Из третьего уравнения системы (4.22):

$$\Delta t_3 = \Delta t_2 - \Delta t_1 + \theta_0 \frac{C_e \Phi}{u_{\max}}. \quad (4.23)$$

Подставим (4.23) в первое и второе уравнение системы (4.22), и найдя Δt_1 , получим систему двух уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_1 = f_1(\Delta t_2) &= \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} + \Delta t_2 - \frac{1}{p_1} \ln \left[\frac{1}{2} \frac{e^{p_1 \left(2\Delta t_2 + \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} \right)} - 1}{e^{p_1 \Delta t_2} - 1} \right], \\ \Delta t_1 = f_2(\Delta t_2) &= \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} + \Delta t_2 - \frac{1}{p_2} \ln \left[\frac{1}{2} \frac{e^{p_2 \left(2\Delta t_2 + \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} \right)} - 1}{e^{p_2 \Delta t_2} - 1} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

Систему 4.24 невозможно решить аналитически, поэтому найдем ее численное решение, применительно к ДПТ со следующими параметрами: $R_{\text{я}}=1 \text{ Ом}$, $L_{\text{я}}=90 \text{ мкГн}$, $T_{\text{я}}=0.09 \text{ мс}$, $\Phi=1 \text{ Вб}$, $C_e \Phi = C_m \Phi = 1/20$, $J=16 \cdot 10^{-6} \text{ кгм}^2$, $M_c=0.02 \text{ Нм}$.

На рис. 4.3 представлены графики зависимостей $\Delta t_1 = f(\Delta t_2)$ для угла поворота якоря двигателя $\theta_0 = 0.00314 \text{ рад}$.

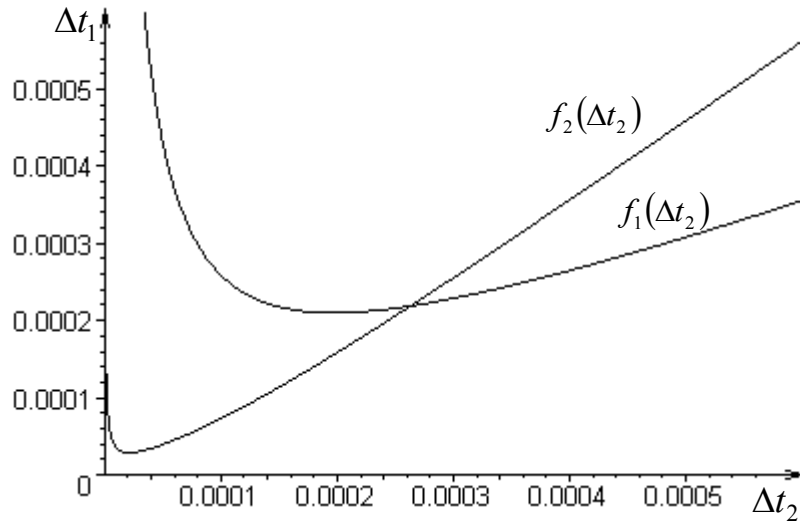


Рис. 4.3

Решив систему (4.24) численным методом на компьютере в математическом пакете Maple [35], получим:

$$\Delta t_1 = 0.21873 \text{ мс}, \quad \Delta t_2 = 0.26295 \text{ мс}. \quad (4.25)$$

Подставив значения (3.26) в (3.24), имеем:

$$\Delta t_3 = 0.05979 \text{ мс}. \quad (4.26)$$

Очевидно, что для поворота якоря ДПТ на угол $\theta_0 = 0.00314 \text{ рад}$, следует в нулевой момент времени подать на двигатель 24 В , затем в момент времени $t_1 = 0 + \Delta t_1 = 0.21873 \text{ мс}$ изменить напряжение с 24 В на -24 В , в момент времени $t_2 = t_1 + \Delta t_2 = 0.48168 \text{ мс}$ подать 24 В а в момент времени $t_3 = t_2 + \Delta t_3 = 0.54147 \text{ мс}$ снять напряжение с якоря двигателя. Общее время поворота якоря ДПТ на угол θ_0 будет равно сумме времен трех интервалов:

$$T = t_3 = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = 0.54147 \text{ мс.} \quad (4.27)$$

На рис. 4.4 приведены расчётные кривые, для напряжения на якоре (*a*), тока цепи якоря (*б*), частоты вращения якоря (*в*) и угла поворота якоря (*г*).

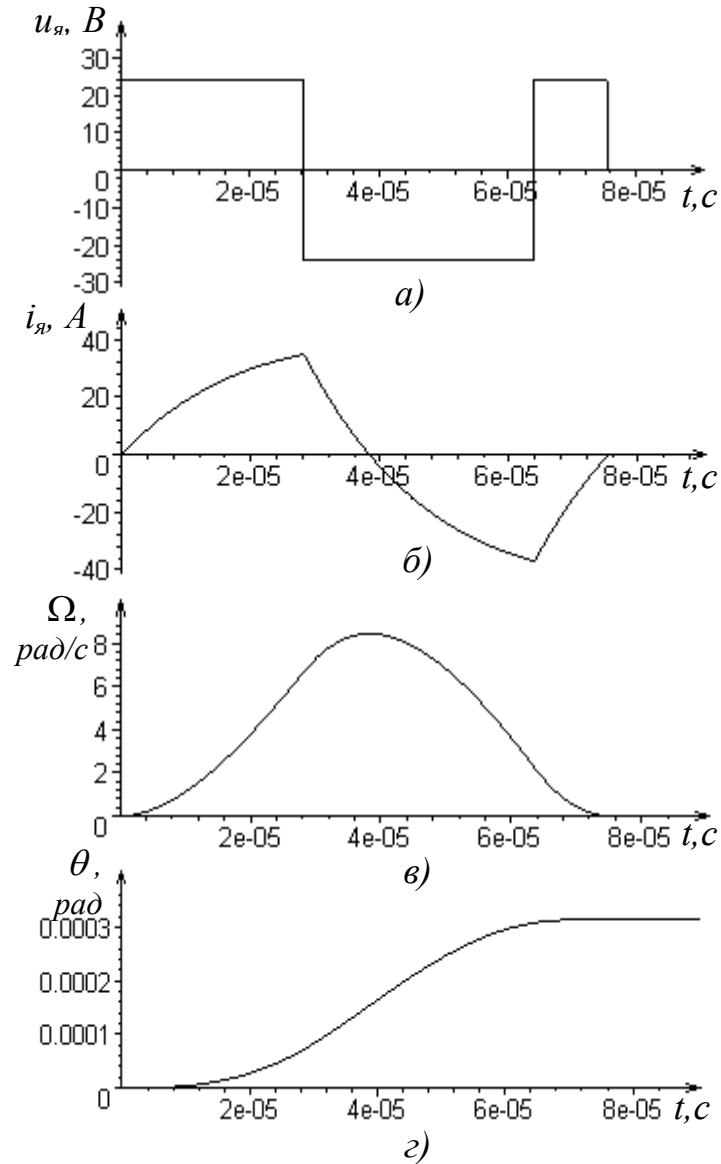


Рис. 4.4

Как видно из рис. 4.4, ток якоря не успевает нарасти до своего максимального значения, за сравнительно небольшой угол поворота.

Вычислим минимальное время и моменты переключения для поворота якоря двигателя на большой угол – $\theta_0=0.314 \text{ рад}$, расчетные кривые для этого случая приведены на рис. 4.5.

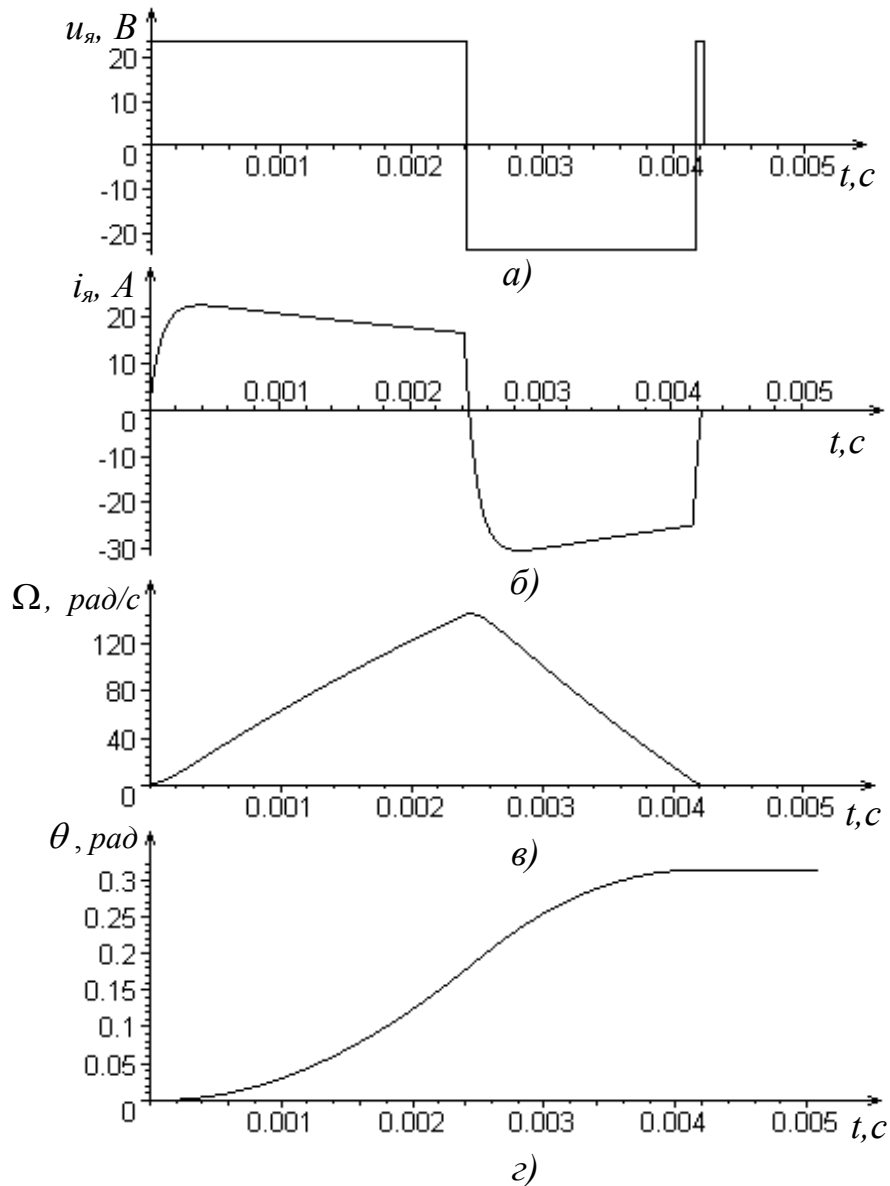


Рис. 4.5

В результате расчета для этого случая получено: $\Delta t_1=2.4157 \text{ мс}$, $\Delta t_2=1.7558 \text{ мс}$, $\Delta t_3=0.0648 \text{ мс}$, $T=4.2363 \text{ мс}$. Из рис. 4.5б видно, что амплитуда положительного импульса тока приближается к значению тока короткого

замыкания двигателя $I_{кз} = \frac{u_{\max}}{R_{я}} = 24 \text{ A}$, а амплитуда отрицательного импульса

тока почти в два раза больше его положительного значения, что следует учитывать при проектировании системы электропривода.

Проведем аналогичные расчеты для угла поворота $\theta_0 = 3.14 \text{ рад}$, результаты представлены на рис. 4.6.

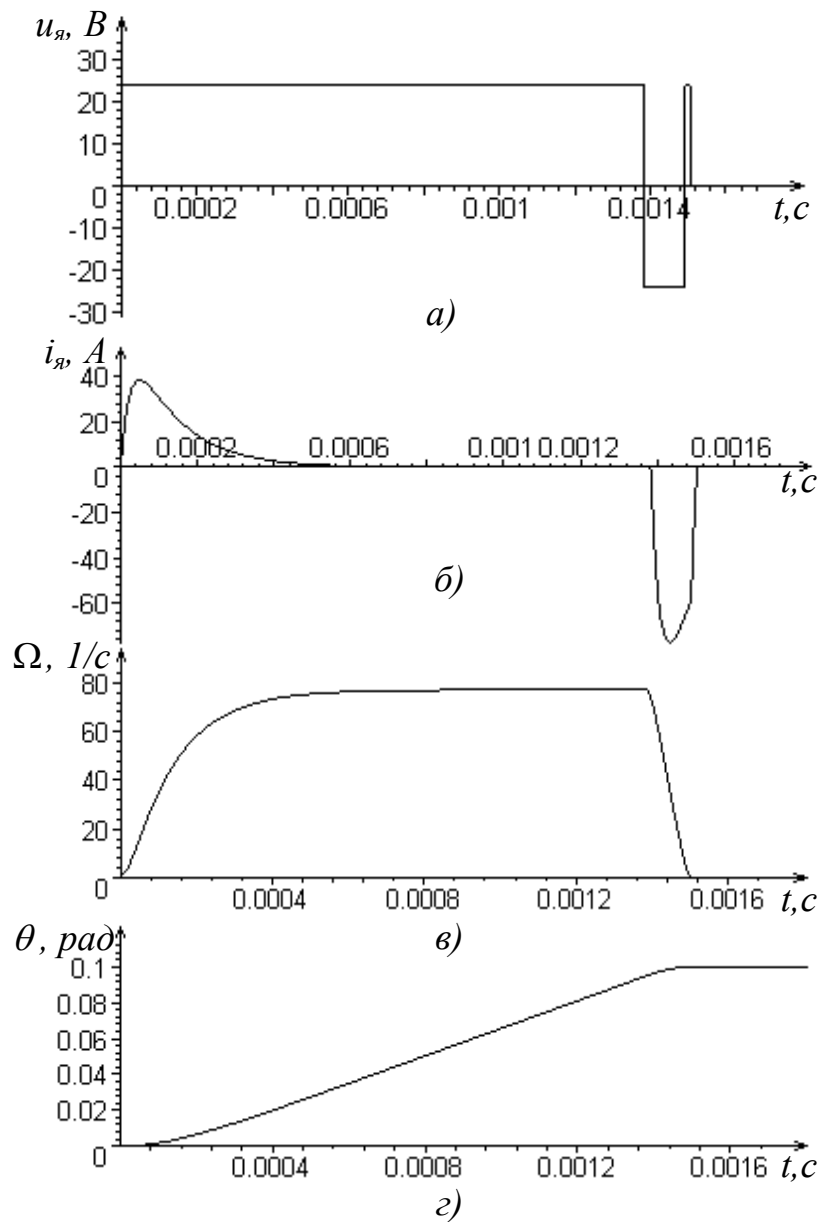


Рис. 4.6

В этом случае: $\Delta t_1 = 1.3844 \text{ мс}$, $\Delta t_2 = 0.1047 \text{ мс}$, $\Delta t_3 = 0.0162 \text{ мс}$, $T = 1.505 \text{ мс}$. Из рис. 4.6в видно, что при достижении максимума скорости, она остается постоянной – с этого момента времени угол поворота нарастает линейно. Эта закономерность не зависит от угла поворота, т.к. основной «вклад» в общее время регулирования вносит первый интервал, продолжительность же второго и третьего интервалов переключения фиксированы. В результате этого оптимальное время поворота двигателя на угол, больше критического, достигается за счет первого интервала, а время второго и третьего интервалов могут быть постоянными. Второй и третий интервал – это интервалы торможения двигателя до его остановки

4.3. Оптимизация системы управления преобразователя для разгона

Оптимизируем длительности интервалов коммутации напряжения на двигателе для разгона двигателя от нулевой скорости до некоторой скорости Ω_0 . Временные диаграммы для этого режима, с учётом условия оптимального быстродействия (4.9) и с учетом принятых ранее допущений и ограничений, представлены на рис. 4.7.

В процессе регулирования ток якоря может ограничиваться системой управления или источником питания со схемой защиты от перегрузок. В этом случае, все выполненные расчеты остаются в силе с той лишь разницей, что напряжение на втором интервале будет формироваться не системой управления, а системой ограничения тока, а система управления будет обеспечивать подачу на двигатель максимального напряжения, как на первом интервале.

Из системы уравнений (4.2) имеем дифференциальное уравнение для скорости (4.28).

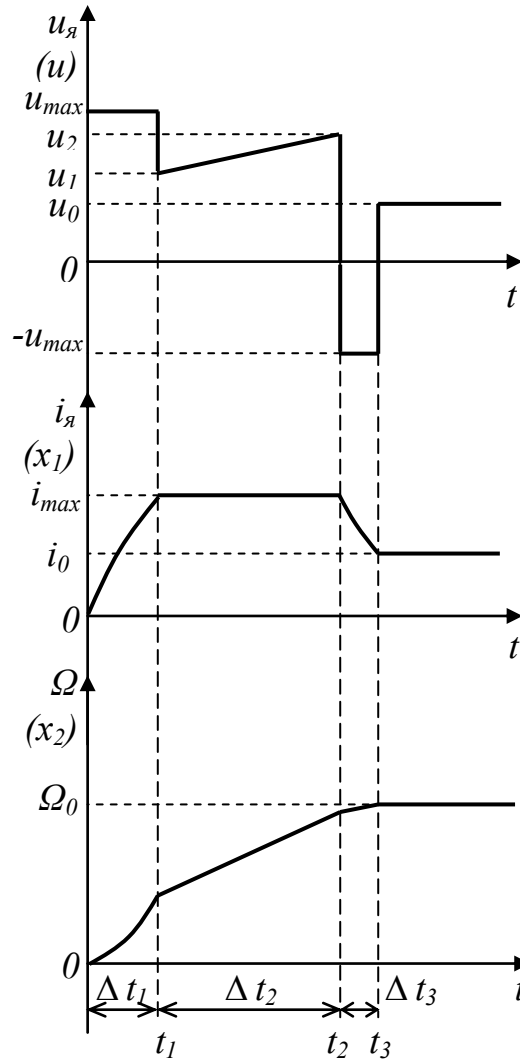


Рис. 4.7

$$\frac{d^2(x_2(t))}{dt^2} + a_2 \frac{d(x_2(t))}{dt} + a_3 a_4 x_2(t) = a_1 a_4 u. \quad (4.28)$$

Результатом решения уравнения (4.28) для третьего интервала ($t_2 - t_3$) будет функция $x_{23}(t)$, где учтено, что управляющее воздействие на этом интервале имеет отрицательный знак, рис. 4.7:

$$x_{23}(t) = A_{31} e^{p_1 t} + A_{32} e^{p_2 t} - \frac{a_1}{a_3} u_{\max}, \quad (4.29)$$

где A_{31} , A_{32} – константы, которые необходимо определить по граничным условиям.

Из второго уравнения системы (4.2) находим выражение для первой переменной состояния $x_1(t)$ (ток якоря):

$$x_1(t) = \frac{1}{a_4} \frac{dx_2(t)}{dt}. \quad (4.30)$$

На основании (4.29) и (4.30) получаем систему уравнений состояния для третьего интервала:

$$\left. \begin{aligned} x_{23}(t) &= A_{31}e^{p_1 t} + A_{32}e^{p_2 t} - \frac{a_1}{a_3} u_{\max}, \\ x_{13}(t) &= \frac{A_{31}p_1}{a_4} e^{p_1 t} + \frac{A_{32}p_2}{a_4} e^{p_2 t}. \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

Граничные условия для системы (4.31) в конце третьего интервала:

$$\left. \begin{aligned} x_{23}(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) &= \Omega_0, \\ x_{13}(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) &= i_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

На втором интервале, по условию, ток якоря ограничивается на уровне максимального значения $i_{\text{я}} = i_{\text{max}}$. С учетом этого и выражения (4.30) имеем систему уравнений для переменных состояния на втором интервале:

$$\left. \begin{aligned} x_{22}(t) &= a_4 i_{\text{max}} t + A_{21}, \\ x_{12}(t) &= i_{\text{max}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.33)$$

Граничные условия для системы (4.33) на границе второго и третьего интервалов:

$$\left. \begin{aligned} x_{23}(\Delta t_1 + \Delta t_2) &= x_{22}(\Delta t_1 + \Delta t_2), \\ x_{13}(\Delta t_1 + \Delta t_2) &= x_{12}(\Delta t_1 + \Delta t_2) = i_{\max}. \end{aligned} \right\} \quad (4.34)$$

Напряжение питания двигателя на этом интервале можно определить из первого уравнения системы (4.2) с учетом (4.33):

$$u_2(t) = (a_2 + a_3 a_4 t) \frac{i_{\max}}{a_1} + \frac{a_3}{a_1} A_{21}. \quad (4.35)$$

Получено уравнение прямой линии, которое показывает, что управляющее воздействие вначале интервала необходимо скачком уменьшить до значения u_1 , на границе первого и второго интервалов (рис. 4.7), а затем линейно увеличивать до u_2 , на границе второго и третьего интервалов. Значения напряжений u_1 и u_2 можно найти из (4.35), подставив в него время первого и второго интервалов, соответственно.

Решением уравнения (4.28) для первого интервала ($0 - t_1$) будет функция $x_{11}(t)$, записанная с учетом того, что управляющее воздействие на этом интервале, в соответствии с рис. 4.7, положительное и максимальное. С учётом (4.30) имеем систему уравнений для двух переменных состояния на первом интервале:

$$\left. \begin{aligned} x_{21}(t) &= A_{11} e^{p_1 t} + A_{12} e^{p_2 t} + \frac{a_1}{a_3} u_{\max}, \\ x_{11}(t) &= \frac{A_{11} p_1}{a_4} e^{p_1 t} + \frac{A_{12} p_2}{a_4} e^{p_2 t}. \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

Граничные условия для системы (4.36) между первым и вторым интервалами:

$$\left. \begin{aligned} x_{21}(\Delta t_1) &= x_{22}(\Delta t_1), \\ x_{11}(\Delta t_1) &= x_{12}(\Delta t_1) = i_{\max}. \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

Для системы уравнений (4.36) начальные условия нулевые:

$$\left. \begin{aligned} x_{21}(0) &= 0, \\ x_{11}(0) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.38)$$

На основании (4.32), (4.34), (4.37), (4.38) получаем систему восьми уравнений с восемью неизвестными:

$$\left. \begin{aligned} A_{31}e^{p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} + A_{32}e^{p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} - \frac{a_1}{a_3}u_{\max} &= \Omega_0, \\ \frac{A_{31}p_1}{a_4}e^{p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} + \frac{A_{32}p_2}{a_4}e^{p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} &= i_0, \\ A_{31}e^{p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2)} + A_{32}e^{p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2)} - \frac{a_1}{a_3}u_{\max} &= a_4 i_{\max}(\Delta t_1 + \Delta t_2) + A_{21}, \\ \frac{A_{31}p_1}{a_4}e^{p_1(\Delta t_1 + \Delta t_2)} + \frac{A_{32}p_2}{a_4}e^{p_2(\Delta t_1 + \Delta t_2)} &= i_{\max}, \\ A_{11}e^{p_1\Delta t_1} + A_{12}e^{p_2\Delta t_1} + \frac{a_1}{a_3}u_{\max} &= a_4 i_{\max}\Delta t_1 + A_{21}, \\ \frac{A_{11}p_1}{a_4}e^{p_1\Delta t_1} + \frac{A_{12}p_2}{a_4}e^{p_2\Delta t_1} &= i_{\max}, \\ A_{11} + A_{12} + \frac{a_1}{a_3}u_{\max} &= 0, \\ \frac{A_{11}p_1}{a_4} + \frac{A_{12}p_2}{a_4} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.39)$$

Из системы уравнений (4.39) имеем:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{a_1 p_2}{a_3 (p_1 - p_2)} u_{\max}, \\ A_{21} &= -\frac{a_1 p_1}{a_3 (p_1 - p_2)} u_{\max}, \end{aligned} \right\} \quad (4.40)$$

и из этой же системы с учетом (3.40) находим:

$$A_{21} = \frac{a_1}{a_3} u_{\max} \left(\frac{p_2}{p_1 - p_2} e^{p_1 \Delta t_1} - \frac{p_1}{p_1 - p_2} e^{p_2 \Delta t_1} + 1 \right) - a_4 i_{\max} \Delta t_1, \quad (4.41)$$

а также получаем:

$$\left. \begin{aligned} A_{31} &= \frac{1}{p_1 - p_2} \left(i_0 a_4 - p_2 \left(\Omega_0 + \frac{a_1}{a_3} u_{\max} \right) \right) e^{-p_1 (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}, \\ A_{32} &= -\frac{1}{p_1 - p_2} \left(i_0 a_4 - p_1 \left(\Omega_0 + \frac{a_1}{a_3} u_{\max} \right) \right) e^{-p_2 (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.42)$$

Эти же константы можно найти и из других уравнений системы (4.39):

$$\left. \begin{aligned} A'_{31} &= \frac{1}{p_1 - p_2} \left(i_{\max} a_4 - p_2 \left(i_{\max} a_4 (\Delta t_1 + \Delta t_2) + A_{21} + \frac{a_1}{a_3} u_{\max} \right) \right) e^{-p_1 (\Delta t_1 + \Delta t_2)}, \\ A'_{32} &= -\frac{1}{p_1 - p_2} \left(i_{\max} a_4 - p_1 \left(i_{\max} a_4 (\Delta t_1 + \Delta t_2) + A_{21} + \frac{a_1}{a_3} u_{\max} \right) \right) e^{-p_2 (\Delta t_1 + \Delta t_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

Вычитая (4.43) из (4.42) с учетом шестого уравнения системы (4.39) и учетом (3.40) получим систему трех уравнений с тремя неизвестными Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 :

$$\left. \begin{aligned} A_{31} - A'_{31} &= 0, \\ A_{32} - A'_{32} &= 0, \\ \frac{a_1 p_1 p_2 u_{\max}}{a_3 a_4 (p_1 - p_2)} (e^{p_1 \Delta t_1} - e^{p_2 \Delta t_1}) - i_{\max} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

Решив систему (4.44), найдем длительности каждого интервала управления, по которым устанавливаем моменты переключения управляющего воздействия:

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \Delta t_1, \\ t_2 &= \Delta t_1 + \Delta t_2, \\ t_3 &= \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3. \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

Для численного решения системы (4.44) зададимся такими же значениями, как и для системы (4.24): $R_{\text{я}}=1 \text{ Ом}$, $L_{\text{я}}=90 \text{ мкГн}$, $T_{\text{я}}=0.09 \text{ мс}$, $\Phi=1 \text{ Вб}$, $C_e \Phi = C_m \Phi = 1/20$, $J=16 \cdot 10^{-6} \text{ кгм}^2$.

В результате решения (4.44) для $u_{\max}=24 \text{ В}$, $i_{\max}=20 \text{ А}$, $\Omega_0=10 \text{ об/с}$, $u_0=10 \text{ В}$, $i_0=1 \text{ А}$, получаем: $\Delta t_1=0.1647 \text{ мс}$, $\Delta t_2=0.8762 \text{ мс}$, $\Delta t_3=0.0465 \text{ мс}$, $t_1=\Delta t_1=0.1647 \text{ мс}$, $t_2=1.0409 \text{ мс}$, $t_3=T=1.0874 \text{ мс}$. Временные диаграммы напряжения питания на двигателе для этого случая представлены на рис. 4.8.

С учетом (4.35) и (4.41) имеем напряжение питания двигателя на втором интервале:

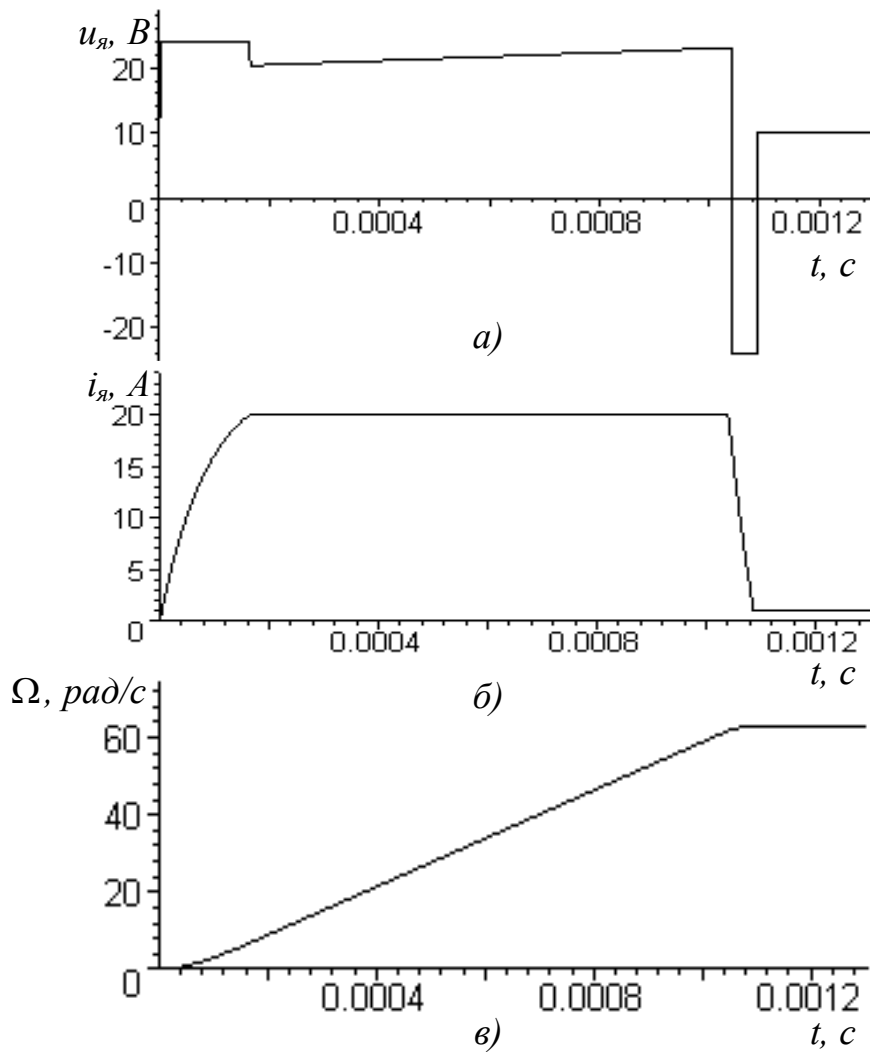


Рис. 4.8

$$u_2(t) = (a_2 + a_3 a_4 (t - \Delta t_1)) \frac{i_{\max}}{a_1} + u_{\max} \left(\frac{p_2 e^{p_1 \Delta t_1} - p_1 e^{p_2 \Delta t_1}}{p_1 - p_2} + 1 \right). \quad (4.46)$$

Подставив в (4.46) время первого и второго интервалов, получим соответствующие управляющие воздействия:

$$u_2(t_1) = \frac{a_2}{a_1} i_{\max} + u_{\max} \left(\frac{p_2 e^{p_1 \Delta t_1} - p_1 e^{p_2 \Delta t_1}}{p_1 - p_2} + 1 \right), \quad (4.47)$$

$$u_2(t_2) = u_2(t_1) + \frac{a_3 a_4}{a_1} i_{\max} \Delta t_2. \quad (4.48)$$

При большой длительности второго интервала возможно достижение сигналом управления своего максимального значения. В этом случае появится дополнительный интервал управления, на котором управляющее воздействие и все процессы будут такие же, как и на первом интервале (рис. 4.9).

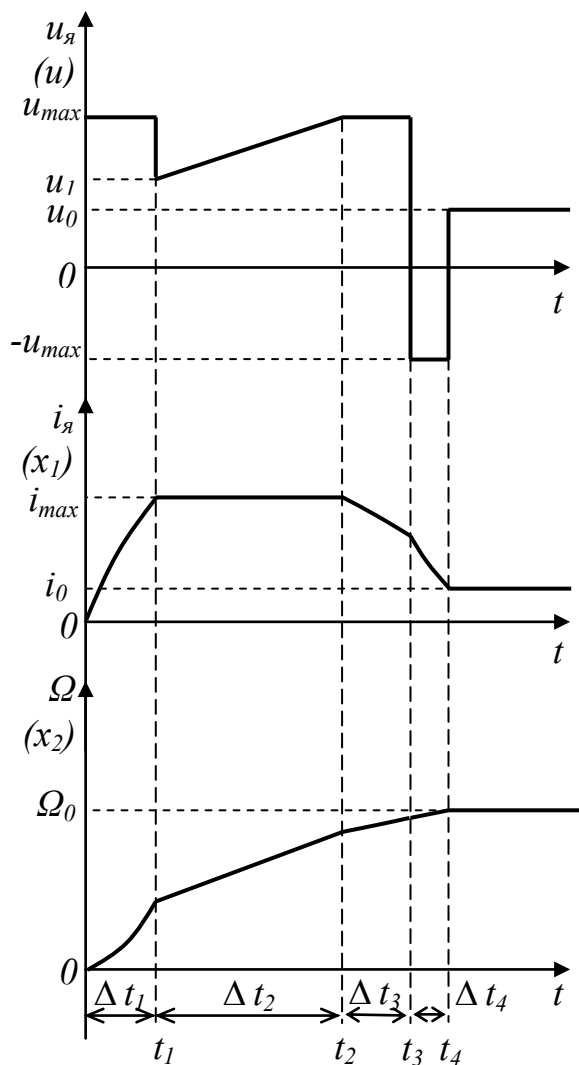


Рис. 4.9

Если время второго интервала будет превышено, то управляющее воздействие необходимо формировать в соответствии с рис. 4.9. Приравняв (4.48) к u_{max} находим:

$$\Delta t_{2\max} = \frac{(u_{\max} - u_2(t_1))a_1}{i_{\max} a_3 a_4} = \frac{u_{\max} a_1}{i_{\max} a_3 a_4} \left(\frac{p_2 e^{p_1 \Delta t_1} - p_1 e^{p_2 \Delta t_1}}{p_1 - p_2} \right) - \frac{a_2}{a_3 a_4}, \quad (4.49)$$

или же:

$$t_{2\max} = \Delta t_1 + \Delta t_{2\max}. \quad (4.50)$$

Для формирования управляющего воздействия посредством КРИП-ПНТ, необходимо по регулировочной характеристике преобразователя определить период следования импульсов управления для каждого значения управляющего воздействия. Очевидно, что для задания максимального управляющего воздействия, необходимо подавать импульсы управления с максимальной частотой. Для формирования нулевого напряжения импульсы управления необходимо заблокировать.

Комплекс предложенных мероприятий позволит практически реализовать теоретические рекомендации, полученные на основе принципа максимума Понтрягина Л. С., для достижения предельного быстродействия электроприводов блока вращающихся головок и позиционирования магнитных головок АТМЗ.

Выводы к разделу 4

1. Проведенная оптимизация КРИП-ПНТ с ДПТ на основе принципа максимума Понтрягина Л.С. позволила найти условия его максимального быстродействия.

2. Найден алгоритмы управляющего воздействия СУ КРИП-ПНТ, которые обеспечивают минимальное время переходного процесса при повороте якоря ДПТ на заданный угол и при разгоне его до заданной скорости, с ограничением и без ограничения тока якоря.

3. Найден условия минимальных переходных процессов в КРИП-ПНТ с ДПТ при повороте якоря двигателя на заданный угол и при разгоне его до заданной скорости с ограничением и без ограничения тока якоря.

4. Установлено, что в случае ограничения выходного тока преобразователя, напряжение на якоре двигателя нарастает по линейному закону до максимального значения. Найден время его нарастания.

5. Основные научные результаты по разделу опубликованы в работе [58].

РАЗДЕЛ 5

РЕВЕРСИВНЫЙ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЦИФРОВОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

На основании теоретических и практических результатов, полученных в предыдущих разделах, разработан реверсивный двухполупериодный КРИП-ПНТ для электропривода постоянного тока, работающий от источника постоянного напряжения. Преобразователь предназначен для систем позиционирования магнитных головок АТМЗ, привода блока вращающихся головок (БВГ), ведущего двигателя, шпинделя накопителя на магнитных или оптических дисках и т.д.

Силовую часть преобразователя, которая выполнена как отдельный модуль, можно использовать и в других областях, применив соответствующую систему управления.

5.1. Требование к преобразователю

Основываясь на научных результатах полученных в предыдущих главах, можно сформулировать основные требования, которым должен отвечать квазирезонансный преобразователь для электропривода постоянного тока.

С целью обеспечения высокого КПД, хорошей электромагнитной совместимости с питающей сетью, высокой частоты коммутации, слабых помех, излучаемых в сеть и эфир, малых пульсаций скорости, хороших динамических характеристик квазирезонансный импульсный преобразователь следует выполнять по двухполупериодной схеме.

Силовая часть КРИП-ПНТ и его система управления должны быть унифицированными с возможностью реализации реверсивного режима работы.

Для достижения высокого быстродействия и эффективного контроля за режимом нулевого тока систему управления целесообразно выполнить цифровой [17, 43, 62] на базе микроконтроллера или же на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) [20, 63].

5.2. Силовая часть преобразователя

Реверсивный КРИП-ПНТ (рис. 5.1) состоит из двух двухполупериодных преобразователей включенных встречно-параллельно, каждый из которых работает на соответствующем временном интервале.

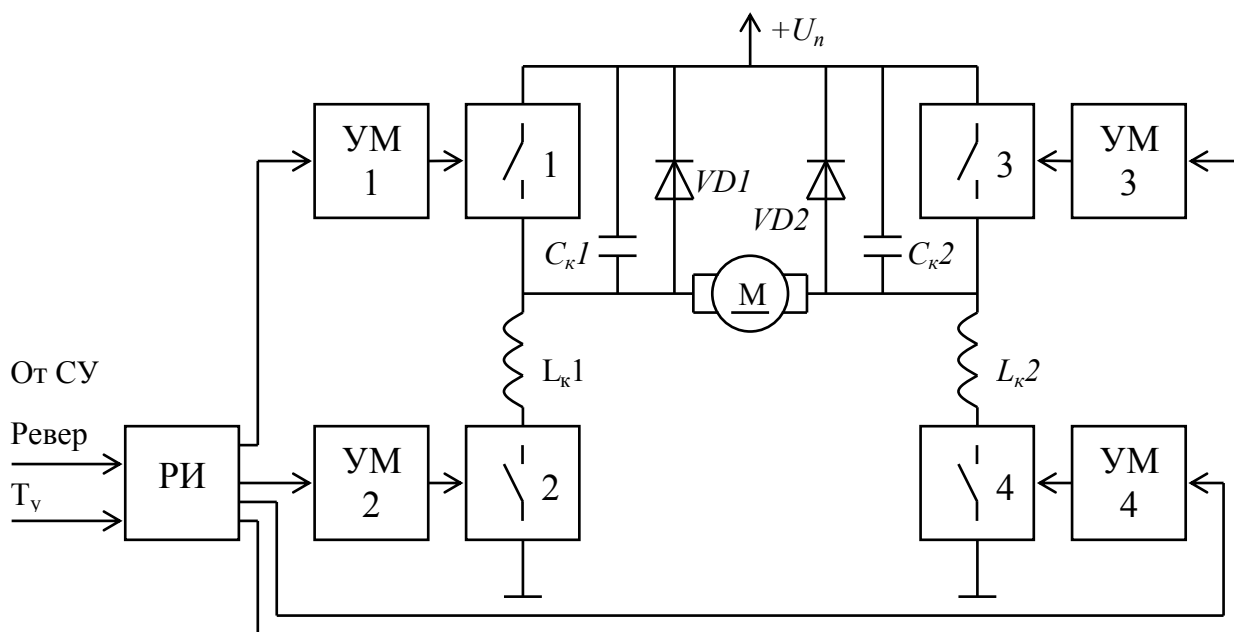


Рис. 5.1. Функциональная схема силовой части реверсивного КРИП-ПНТ

Первый КРИП состоит из силового ключа 2, усилителя мощности УМ 2, резонансного контура $L_{к1}$, $C_{к1}$, обратного диода $VD2$, силового ключа 3 с УМ 3, который постоянно включен в работу.

Второй КРИП – силовой ключ 4, усилитель мощности УМ 2, резонансный контур $C_{к2}$, $L_{к2}$, «обратный» диод $VD2$, силовой ключ 1, УМ 1.

Ключи 1 и 3 служат для коммутации положительного полюса напряжения питания на один из контактов ДПТ. Один из этих ключей постоянно открыт при работе соответствующего преобразователя. К другому контакту ДПТ подключен выход КРИП, который формирует отрицательное напряжение.

Назначение распределителя импульсов (РИ) – выработать сигналы управления ключами в зависимости от режима работы. На вход РА приходят два управляющих сигнала от системы управления (СУ) – «Реверс» и « T_y ». Сигнал «Реверс» служит для изменения направления вращения ДПТ. Когда он равен «1» – работает первый преобразователь, когда равен «0» – второй. Сигнал « T_y », в зависимости от сигнала «Реверс», транслируется на один из ключей 2, 4, и представляет собой последовательность импульсов управления, которые имеют фиксированную длительностью и изменяемый период следования.

Электрическая принципиальная схема силовой части реверсивного КРИП-ПНТ приведена на рис. 5.2.

Транзисторы $VT5$, $VT6$, $VT7$, $VT8$ – силовые ключи 1, 2, 3, 4, соответственно. $L1C4$ и $L2C7$ – резонансные контуры. Катушки индуктивности бескаркасные и без сердечников, рассчитанные на соответствующий ток и имеющие индуктивность порядка 0.1 мкГн. Конденсаторы резонансного контура имеют емкость 68 нФ. Резонансная частота контура составляет около 2 МГц. $VD3$, $VD4$ – диоды обратного тока (диоды Шотки). Вместо них можно использовать аналогичные (технологические) выпрямляющие контакты металл–полупроводник, присутствующие внутри полевых транзисторов. Однако, как правило, параметры этих контактов хуже отдельных диодов (большее падение напряжения в открытом состоянии, плохие динамические характеристики). В принятом варианте схемы внутренние выпрямляющие контакты и внешние диоды работают параллельно. M – двигатель постоянного тока с датчиком скорости (на схеме не показан) *HSM-150*.

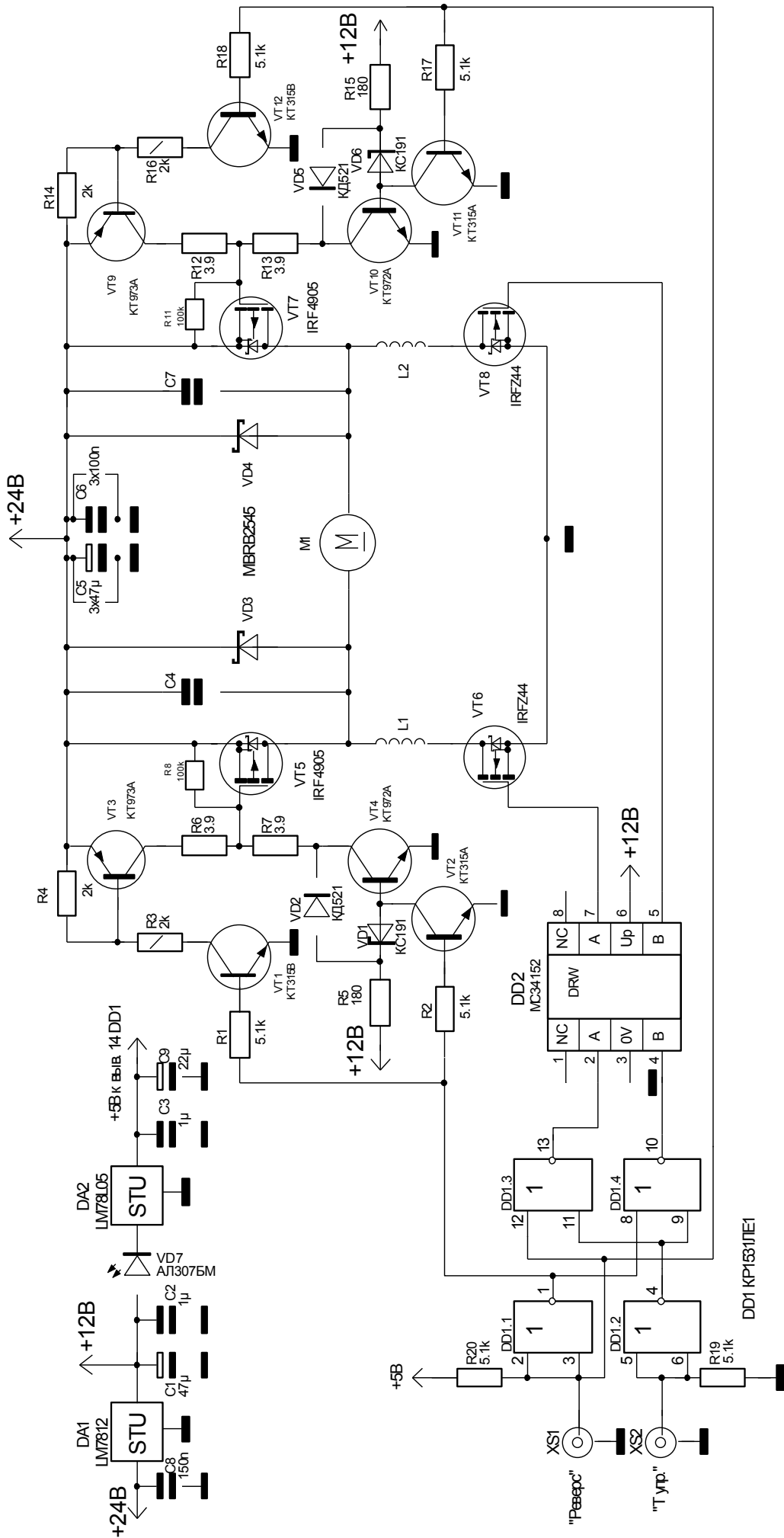


Рис. 5.2. Электрическая принципиальная схема силовой части реверсивного КРИП-ПНТ

Управляющие импульсы поступают на затворы транзисторов $VT6$, $VT8$ через быстродействующий драйвер $DD2$ (усилитель мощности 2, 4, рис. 5.1). Управление транзисторами $VT5$, $VT7$ осуществляется посредством усилителей, которые включают в себя – $R1(18)$, $R2(17)$, $R3(16)$, $R4(14)$, $R5(15)$, $R6(12)$, $R7(13)$, $R8(11)$; стабилитрон $VD1(6)$; диод $VD2(5)$; транзисторы – $VT1(12)$, $VT2(11)$, $VT3(9)$, $VT4(10)$. Каскады предварительного усиления и инвертирования собраны на транзисторах $VT1(12)$, $VT2(11)$. Оконечный двухполупериодный усилитель собран на транзисторах $VT3(9)$, $VT4(10)$. Резисторы $R6(12)$, $R7(13)$ ограничивают токи коллекторов транзисторов окончательного каскада.

В окончательном усилителе приняты меры для снижения напряжения управления на затворе транзистора $VT5(7)$, так как максимальное допустимое напряжение затвор – исток не более 20В, а напряжение источника питания – 24В. Ограничение напряжения осуществляется посредством стабилитрона $VD1(6)$ и диода $VD2(5)$, которые препятствуют транзистору $VT4(10)$ полностью открыться, поэтому он работает как коммутируемый ограничитель напряжения, находясь в активном режиме. Поскольку ток коллектора этого транзистора импульсный (ток перезарядки емкости $C_{3И}$ силового транзистора), то отмеченная особенность на КПД всей системы сказывается несущественно. Напряжение на коллекторе транзистора $VT4(10)$ в открытом состоянии будет равно сумме напряжений на стабилитроне $VD1(6)$ и падения напряжения на база–эмиттерном переходе транзистора $VT4(10)$ за вычетом падения напряжения на открытом диоде $VD2(5)$.

Напряжение на коллекторе транзистора $VT4(10)$ в открытом состоянии будет менее 10В, что обеспечит напряжение на затворе не более 14В. Сигналы управления поступают от системы управления через разъемы $XS1$, $XS2$ на микросхему $DD1$, логические элементы которой включены по схеме распределителя импульсов, который по сигналу «Реверс» подает импульсы

управления на транзистор $VT6$, или же на транзистор $VT8$. Помимо этого распределитель формирует сигналы для управления транзисторами $VT5$, $VT7$. Транзистор $VT7$ открыт, когда импульсы управления подаются на транзистор $VT6$, а транзистор $VT5$ открыт, когда импульсы управления подаются на транзистор $VT8$.

Резисторы $R20$, $R19$ служат для установки соответствующих уровней напряжения на входе, при отключенной системе управления.

Для питания внутренних узлов преобразователя служат стабилизаторы напряжения ($DA1$, $DA2$) с выходными напряжениями $+12B$ и $+5B$, которые формируются из напряжения $+24B$. Блокировочные конденсаторы $C1-C3$, $C5-C9$ служат для фильтрации помех по питанию, и замыкания переменной составляющей тока в соответствующих цепях. При этом следует заметить, что конденсаторы $C5$, $C6$ устанавливаются в непосредственной близости к силовым элементам КРИП и должны быть рассчитаны на работу с большой реактивной мощностью. В нашем случае бросок тока через эти конденсаторы может достигать до $20A$.

Силовая часть потребляет средний ток не более $7A$ при максимальной нагрузке. КПД силовой части – не менее 90% в любом режиме работы.

Светодиод $VD7$ – индикатор подачи питания.

Для повышения КПД и улучшения температурного режима преобразователя непрерывные стабилизаторы, формирующие напряжение $+12B$ и $+5B$, можно заменить импульсными стабилизаторами. Можно исключить диоды $VD3$, $VD4$, возложив их функции на транзисторы $VT5$, $VT7$. В этом случае эти транзисторы необходимо открывать в момент, когда открыты соответствующие диоды, для чего необходимо применить компаратор слежения за напряжением на резонансном конденсаторе. Если оно понизится до нуля, необходимо открывать соответствующий транзистор. В этом случае $VT5$, $VT7$ станут квазирезонансными ключами, переключаемыми при нулевом

напряжении. Таким образом появляется КРИП, в котором один силовой ключ переключается при нулевом токе, а второй – при нулевом напряжении. Возможный вариант такого преобразователя приведен на рис. 5.3. Здесь предусмотрены компараторы напряжения $DA3.1$, $DA3.2$, с которых сигналы поступают на распределитель импульсов, который формирует сигнал управления соответствующим транзистором, когда напряжение на нём меньше или равно нулю.

В работе силовой части преобразователя, при необходимости, можно предусмотреть режим динамического торможения. Для этого необходимо ввести в распределитель импульсов дополнительный канал управления и преобразовать схему таким образом, чтобы при получении сигнала по этому каналу одновременно открывались ключи 1 и 3 (рис. 5.1) и блокировалась работа ключей 2 и 4. В этом случае цепь якоря окажется замкнутой через ключи 1 и 3, что обеспечит динамическое торможение двигателя. Более качественное торможение можно обеспечить, подавая обратное по знаку напряжение на двигатель (включать реверсирование). После его остановки напряжение необходимо отключить, чтобы предотвратить режим реверса двигателя.

5.3. Система управления преобразователя

Алгоритмы работы системы управления описаны в третьем разделе диссертации. Их можно реализовать на различной элементной базе (дискретная логика, микроконтроллеры, ПЛИС и т.д.) [19, 26, 79]. Однако, с точки зрения максимального быстродействия, высших удельных характеристик, малого потребления электроэнергии и гибкости алгоритмов, предпочтительнее вариант реализации системы управления на базе ПЛИС.

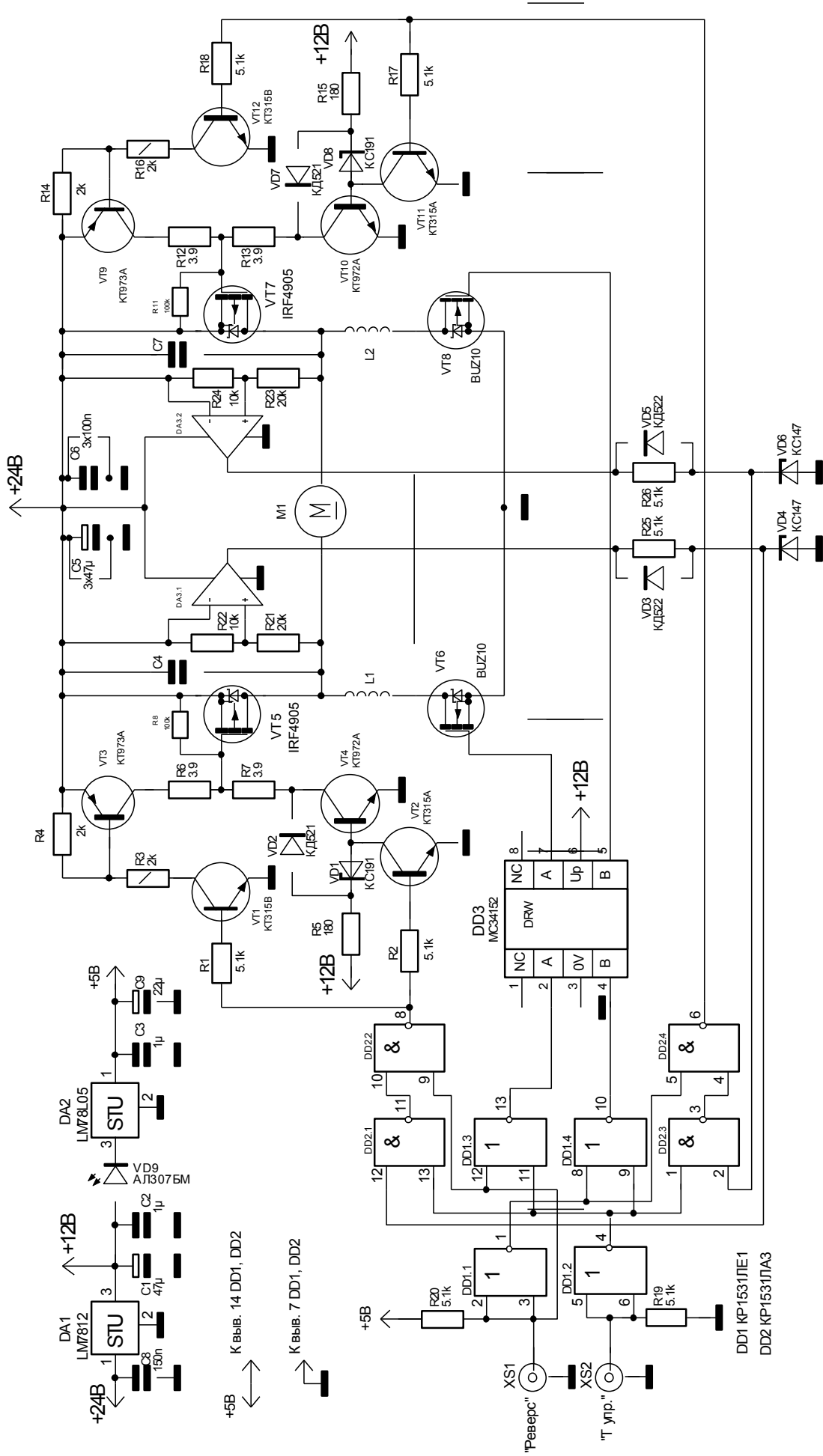


Рис. 5.3. Электрическая принципиальная схема модифицированной силовой части реверсивного КРИП-

Вследствие этого система управления электроприводом выполнена на учебно-отладочном устройстве (УОУ) ПЛИС FLEX 10K20, с использованием микросхемы EPF10K20TC144-4 фирмы ALTERA [65, 86].

5.3.1. Система управления для позиционирования. Функциональная схема системы управления приведена на рис. 5.4, а ее временные диаграммы в контрольных точках – на рис. 5.5.

Система управления (рис. 5.4) синхронизируется кварцевым тактовым генератором (ТГ) частотой 20 МГц , сигнал f_{T1} . Тактовый сигнал поступает и на делитель импульсов (Д) на выходе которого формируется второй тактовый сигнал f_{T2} , с периодом следования импульсов 100 нс . Одновибратор (ОВ1) формирует короткий импульс запуска всей системы (сигнал „Старт”), по которому осуществляется поворот исполнительного механизма на заданный угол. Сигнал „Пуск” формируется при нажатии соответствующей кнопки УОУ.

Систему управления, условно, можно разбить на два блока: блок формирования сигнала „ $T_{\text{упр}}$ ” и блок формирования сигнала „Реверс”. Первый блок состоит из счетчиков–делителей С1, С2, одновибратора ОВ2, мультиплексора MUX1, логических элементов „ИЛИ” и „И”. Второй блок включает в себя мультиплексор MUX2, триггеры Т1, Т2, счетчики С3, С4, логический элемент „ИЛИ”.

Рассмотрим работу первого блока.

Временные диаграммы для этого случая приведены на рис. 5.5а. Счетчик С1 формирует на выходе минимальную длительность периода сигнала управления $T_{\text{КРИП}min}$. Значение этого интервала задается кодом ($\text{Код}_{\text{ТКРИП}min}$) на входе DI счетчика С1. В нашем случае он равен 14, вследствие чего максимальная частота работы КРИП: $f_{\text{КРИП}max} = f_{T1} / (\text{Код}_{\text{ТКРИП}min} + 1) = 20 / (14 + 1) = 1.333 \text{ МГц}$, а минимальный период – $T_{\text{КРИП}min} = 0.75 \text{ мкс}$. Сигнал «1» с выхода счетчика С1 (диаграмма «1» на рисунке 5.5а) поступает на вход SE того же счетчика и прекращает счет. Одновременно этот сигнал запускает

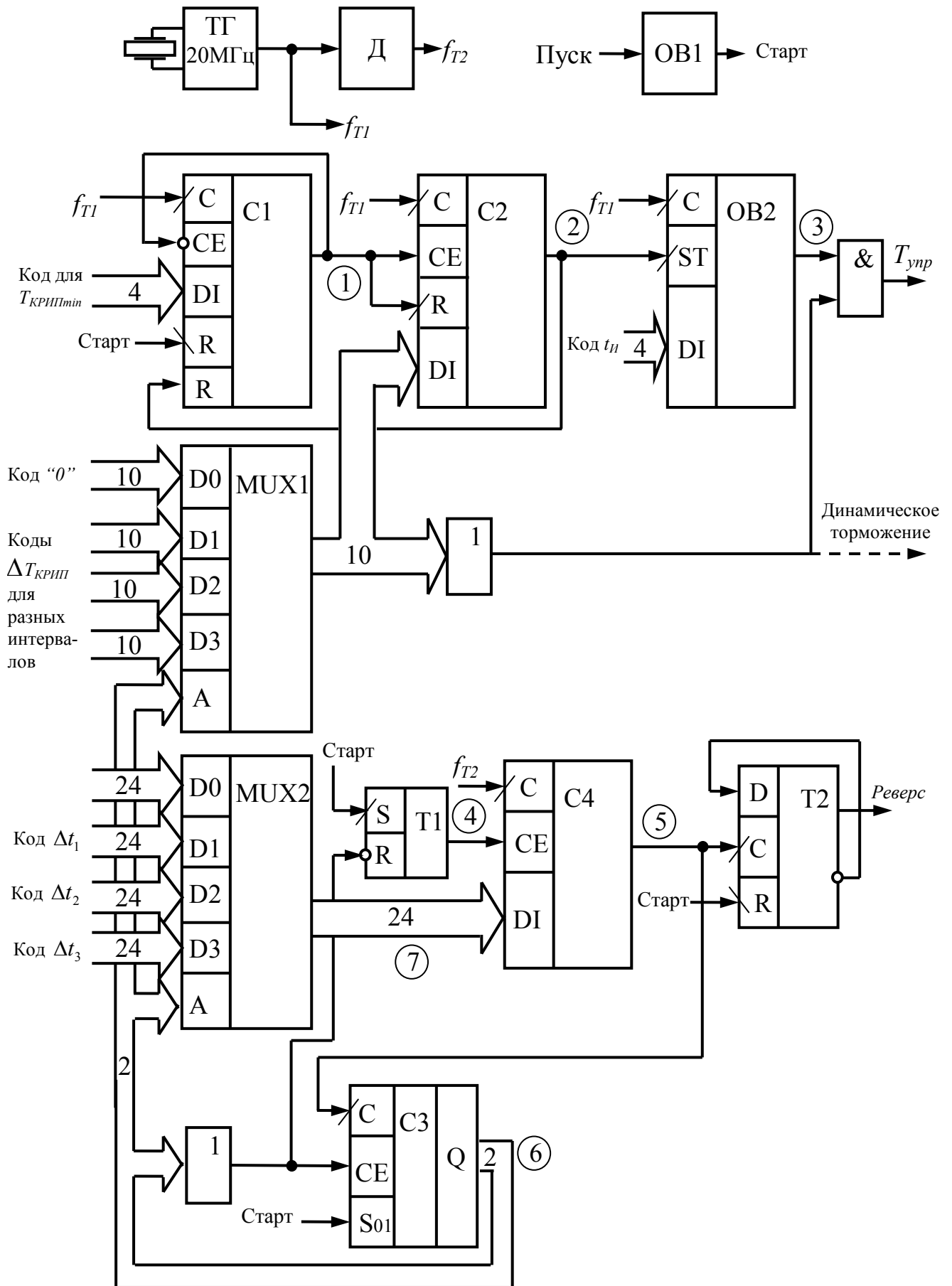


Рис. 5.4. Функциональная схема системы управления для позиционирования

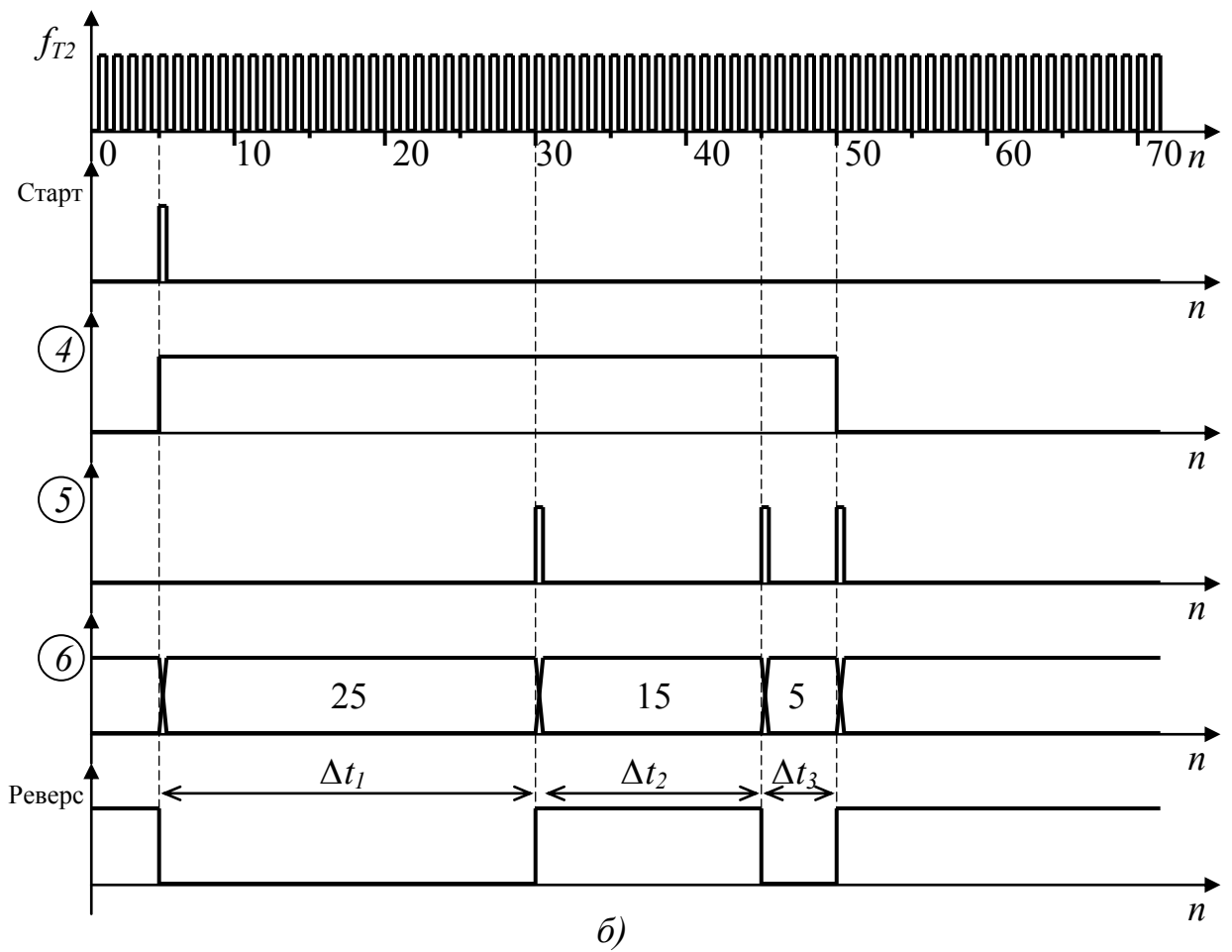
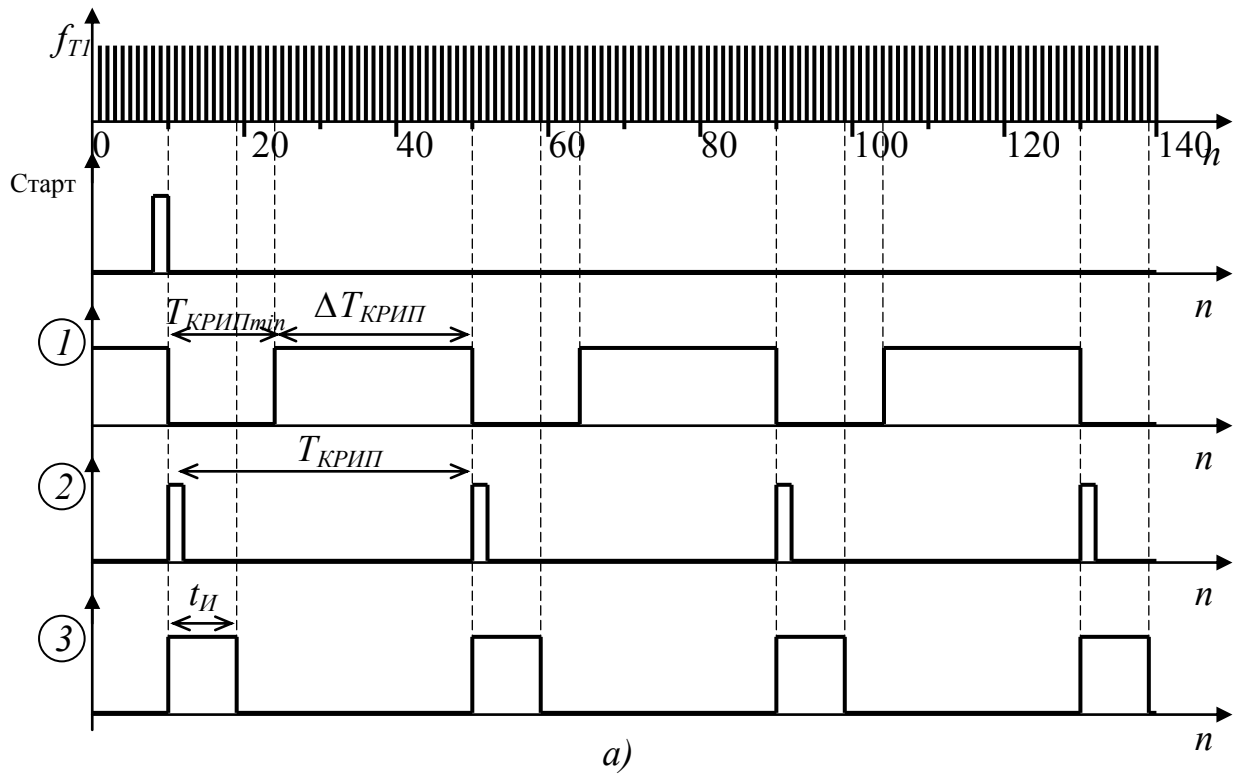


Рис. 5.5. Временные диаграммы работы системы управления для позиционирования

формирователь регулируемого временного интервала $\Delta T_{\text{КРИП}}$ – счетчик С2. Длительность этого интервала зависит от кода ($\text{Код}_{\Delta T_{\text{КРИП}}}$), подаваемого на вход DI счетчика С2. В нашем случае $\text{Код}_{\Delta T_{\text{КРИП}}}=25$. При равенстве кодов в счетчике и на входе DI на выходе С2 появляется короткий сигнал высокого уровня, который поступает на одновибратор ОВ2 и вновь запускает счетчик С1. Таким образом на выходе счетчика С2 (диаграмма «2» на рис. 5.5а) вырабатывается последовательность импульсов с длительностью периода выходного управляющего сигнала „ $T_{\text{упр}}$ ”:

$$T_{\text{КРИП}} = T_{\text{КРИПmin}} + \Delta T_{\text{КРИП}} = \frac{\text{Код}_{T_{\text{КРИПmin}}} + \text{Код}_{\Delta T_{\text{КРИП}}}}{f_{T1}}. \quad (5.1)$$

Для рис. 5.5а: $T_{\text{КРИП}} = (15+25)/(20\text{МГц}) = 2 \text{ мкс}$.

Минимальный шаг изменения периода следования импульсов сигнала „ $T_{\text{упр}}$ ” определяется тактовой частотой:

$$\Delta T_{\text{КРИПmin}} = \frac{1}{f_{T1}} = \frac{1}{20\text{МГц}} = 50 \text{ нс}.$$

Максимальное время этого периода определяется наибольшим значением кода $\text{Код}_{\Delta T_{\text{КРИП}}}$. В нашем случае для десятиразрядного двоичного кода:

$$T_{\text{КРИПmax}} = T_{\text{КРИПmin}} + \frac{2^N}{f_{T1}} = 0.75 \text{ мкс} + \frac{2^{10}}{20\text{МГц}} = 51.95 \text{ мкс}.$$

Здесь и далее N – разрядность двоичного кода.

Таким образом, минимальная частота работы силового ключа КРИП:
 $f_{\text{КРИПmin}} = 19.249 \text{ кГц}$.

Одновибратор ОВ2 формирует импульс, длительность которого равна времени открытого состояния резонансного ключа $t_{И}$. Этот временной интервал определяется цифровым кодом на входе Д1 одновибратора ОВ2 по формуле $t_{И} = \text{Код} / f_{Т1}$ и для двухполупериодного КРИП должен равняться периоду собственных колебаний резонансного контура. Для нашего случая код равен 9, следовательно: $t_{И} = 0.45$ мкс. Код для $T_{КРИП\min}$ и $t_{И}$ подбирается более точно в процессе настройки системы.

Сигнал с выхода одновибратора ОВ2 (диаграмма «3» на рис. 5.5а) через схему «И» поступает на выход системы управления. Схема «И» служит для отключения сигнала управления, если на вход Д1 счетчика С2 поступает нулевой код. Наличие такого кода определяет схема «ИЛИ». С выхода этой схемы при необходимости можно снимать сигнал для динамического торможения привода.

Передаточная характеристика $\text{Код} \Delta T_{КРИП}$ – напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\Pi} \frac{t_{ИЭ}}{T_{КРИП}} = U_{\Pi} \frac{t_{ИЭ}}{T_{КРИП\min} + \frac{\text{Код} \Delta T_{КРИП}}{f_{Т1}}}, \quad (5.2)$$

где U_{Π} – напряжение питания КРИП;

$t_{ИЭ}$ – эквивалентная длительность импульса выходного напряжения.

В (5.2) принято допущение, что выходное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов амплитудой U_{Π} и длительности $t_{ИЭ}$, равных по площади импульсам на выходе КРИП. Длительность $t_{ИЭ}$ в общем случае не постоянна и зависит от нагрузки.

Произведение $U_{\Pi} t_{ИЭ}$ можно найти, проинтегрировав выражение для напряжения на конденсаторе контура на первом (2.4) и втором (2.8) интервалах работы КРИП:

$$U_{II} t_{ИЭ} = \int_n^{n+\gamma_1+\gamma_2} u_c(\bar{t}) d\bar{t}. \quad (5.3)$$

Из (5.3) длительность эквивалентного импульса:

$$t_{ИЭ} = \frac{1}{U_{II}} \int_n^{n+\gamma_1+\gamma_2} u_c(\bar{t}) d\bar{t}. \quad (5.4)$$

Следует отметить, что длительность эквивалентного импульса при малом значении периода работы КРИП может оказаться больше этого периода. Это связано с тем, что амплитуда выходного напряжения КРИП может достигать $2U_{II}$, а среднее выходное напряжение может превышать напряжение источника питания, что особенно характерно для однополупериодного КРИП.

Выражение (5.2) справедливо для $Kод\Delta T_{КРИП} > 0$. При $Kод\Delta T_{КРИП} = 0$ выходное напряжение будет равно нулю, исходя из алгоритма работы рассматриваемой системы управления. Таким образом, максимальное выходное напряжение будет при $Kод\Delta T_{КРИП} = 1$:

$$U_{ВЫХ\max} = U_{II} \frac{t_{ИЭ}}{T_{КРИП\min} + \frac{1}{f_{T1}}}. \quad (5.5)$$

Из выражении (5.5) можно определить такое значение $T_{КРИП\min}$, чтобы максимальное выходное напряжение составляло 24В.

Рассмотрим работу блока формирования сигнала реверса, временные диаграммы приведены на рис. 5.5б.

Мультиплексор MUX1 служит для переключения на входе счетчика С3 кодов задания длительности различных временных интервалов $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$, (рис.

4.2) работы системы. Счетчик С3 отсчитывает соответствующий временной интервал. При совпадении внутреннего кода счетчика с кодом на входе DI на выходе С3 появляется импульс, который сбрасывает С3 в ноль. Кроме того передний фронт этого импульса переводит триггер Т2 в противоположное состояние.

Счетчик С3 вычисляет временные интервалы работы системы управления. В исходном положении С3 заблокирован в состоянии «0» сигналом низкого логического уровня на входе СЕ, а С4 заблокирован сигналом низкого уровня с выхода триггера Т1. При этом в мультиплексорах MUX1 и MUX2 выбрана входная шина D0. Код на этой шине в MUX1 определяет длительность периода работы КРИП (а следовательно и напряжение на выходе). В нашем случае подается нулевой код, что соответствует выключенному состоянию КРИП. Код на шине D0 мультиплексора MUX2 может быть любым, так как в этом режиме счетчик С4 заблокирован сигналом низкого логического уровня с триггера Т1 (диаграмма «4», рис. 5.5б). На выходе системы управления присутствует сигнал «Реверс» высокого уровня.

Запускающий импульс «Старт» подается на вход R счетчика С1, триггера Т2, вход S триггера Т1 и вход S_{01} счетчика С3. Он устанавливает на выходе С3 код «01», выходе триггер Т1 – «1» а Т2 – «0». Для синхронизации схемы формирования управляющего периода с работой схемы формирования сигнала «Реверс», по сигналу «Старт» также сбрасывается счетчик С1. Каждый последующий импульс с выхода счетчика С4 (диаграмма «5», рис. 5.5 б) переводит триггер Т2 в противоположное состояние и увеличивает на единицу состояние счетчика С3, задавая тем самым следующий временной интервал работы системы. После отработки третьего интервала импульс с выхода счетчика С4 переведёт счетчик С3 в состояние «0» и система управления перейдёт в исходное состояние до прихода следующего импульса «Старт». Таким образом, после каждого импульса «Старт» система управления

вырабатывает управляющий сигнал для поворота якоря двигателя на заданный угол. Угол поворота зависит от длительности временных интервалов Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 и напряжения на выходе КРИП. Расчет соответствующего управляющего воздействия приведен в четвертом разделе.

Проходная характеристика код – длительность импульса для счетчика С3:

$$\Delta t = \frac{Код_{\Delta t}}{f_{T2}} = 2 \frac{Код_{\Delta t}}{f_{T1}} = 0.1 Код_{\Delta t} \text{ (мкс)}. \quad (5.6)$$

Максимально возможное значение временного интервала:

$$\Delta t_{\max} = 2 \frac{2^N}{f_{T2}} = 2 \frac{2^{24}}{10} = 3355443,2 \text{ (мкс)}.$$

На рис. 5.6 приведены осциллограммы напряжения на якоре и ток якоря ДПТ, а на рис. 5.7а и 5.7б представлены экспериментальные кривые скорости и угла поворота для конечного угла $\theta_0 = 0.314 \text{ рад}$ (теоретические кривые для этого случая – рис. 4.5). На рис. 5.7а можно заметить пульсации скорости, которые связаны с наличием неравномерной механической нагрузки на двигатель и присутствием коллекторно-щеточного узла ДПТ.

Для более качественного позиционирования необходимо использовать КРИП со стабилизацией выходного напряжения, либо учитывать в процессе расчета и формирования управляющего воздействия изменение напряжения на выходе КРИП.

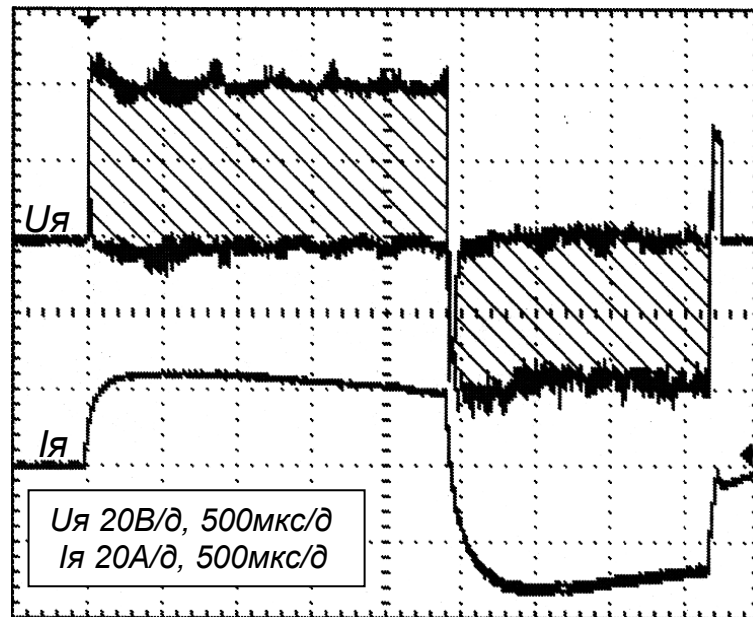


Рис. 5.6. Осциллограммы напряжения на якоре и тока якоря ДПТ

для $\theta_0 = 0.314$ рад.

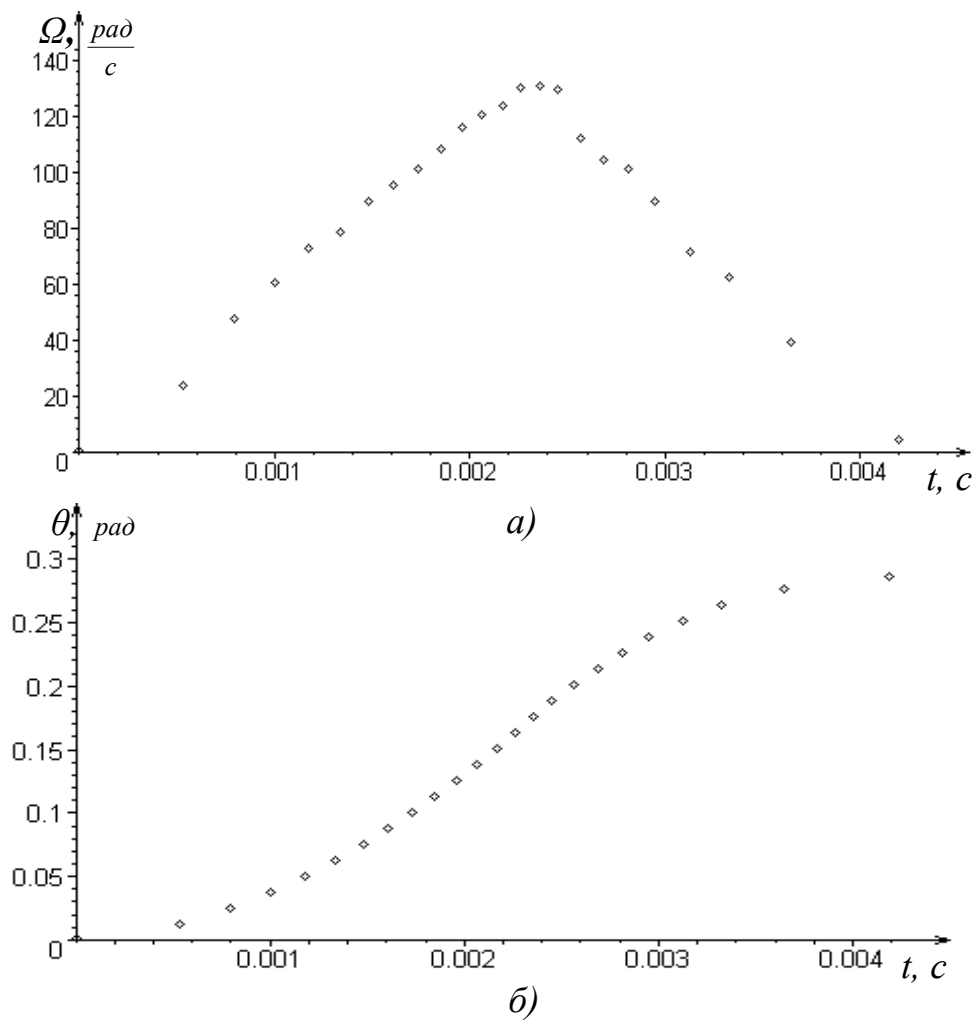


Рис. 5.7. Экспериментальные кривые скорости (а)

и угла поворота (б) для $\theta_0 = 0.314$ рад.

5.3.2. Система управления для стабилизации скорости. Функциональная схема СУ для стабилизации скорости приведена на рис. 5.8, а временные диаграммы, поясняющие её работу – на рис. 5.9.

Система стабилизации скорости построена на основе фазовой автоподстройки частоты [38, 95]. Как известно, в таких системах статическая ошибка по скорости равняется нулю, а по фазе – определенной константе. Система стабилизации цифровая, реализующая ЧИМ первого рода [44]. Систему управления можно разделить на две части: блок разгона/торможения и непосредственно блок стабилизации. Генератор (ТГ) вырабатывает основную тактовую частоту 20МГц, стабилизированную кварцевым резонатором. Посредством деления этой частоты делителем Д1 получается вспомогательная частота f_{T2} , которая в свою очередь делится делителем Д2 до опорной частоты, поступающей на формирователь короткого импульса ФИ1. На выходе этого формирователя появляются импульсы, длительностью $1/2f_{T1}$ синхронно с каждым передним фронтом $f_{Зад}$. Сигнал с датчика скорости ($f_{Дат}$) поступает на формирователь короткого импульса ФИ2, который аналогичен ФИ1, его выходные импульсы сдвинуты на время, равное половине периода длительности f_{T2} , относительно аналогичных импульсов с выхода ФИ1 (для случая, если на оба формирователя импульсы придут одновременно). Структурная схема ФИ приведена на рис. 5.10а.

Датчик скорости формирует 500 прямоугольных импульсов за один оборот якоря. С формирователей импульсов короткие импульсы поступают на частотный (ЧД) и фазовый (ФД) детекторы. Частотный детектор сравнивает две частоты, на выходе “<” появляется „1”, если частота импульсов с датчика меньше опорной частоты, и „0” в противоположном случае. На выходе “>” появится „1”, если частота импульсов с датчика выше опорной частоты. Эти сигналы поступают на адресные входы десятиразрядного мультиплексора с тремя входами (MUX) и переключают его на подачу кода управляющего

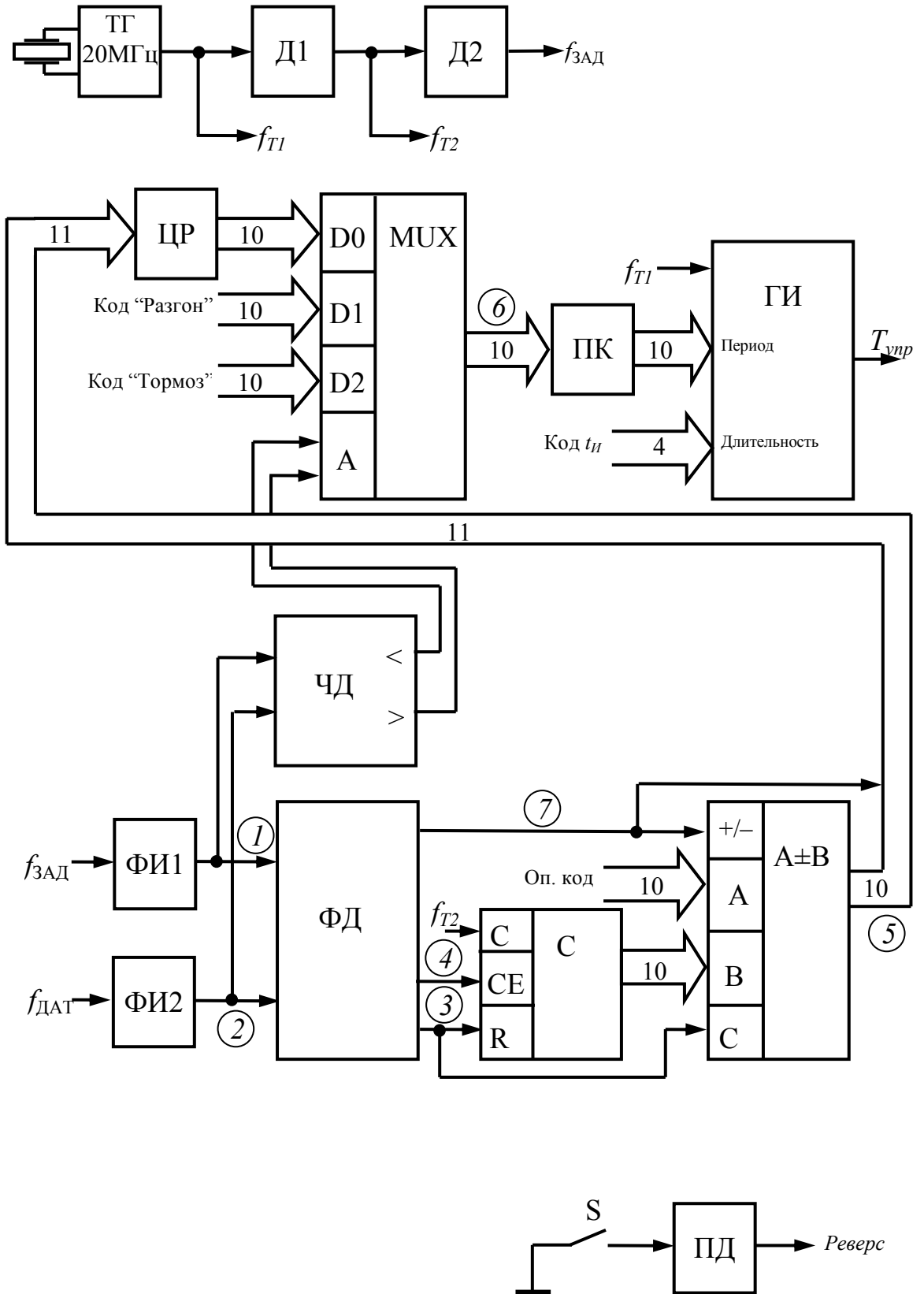


Рис. 5.8. Функциональная схема системы стабилизации скорости

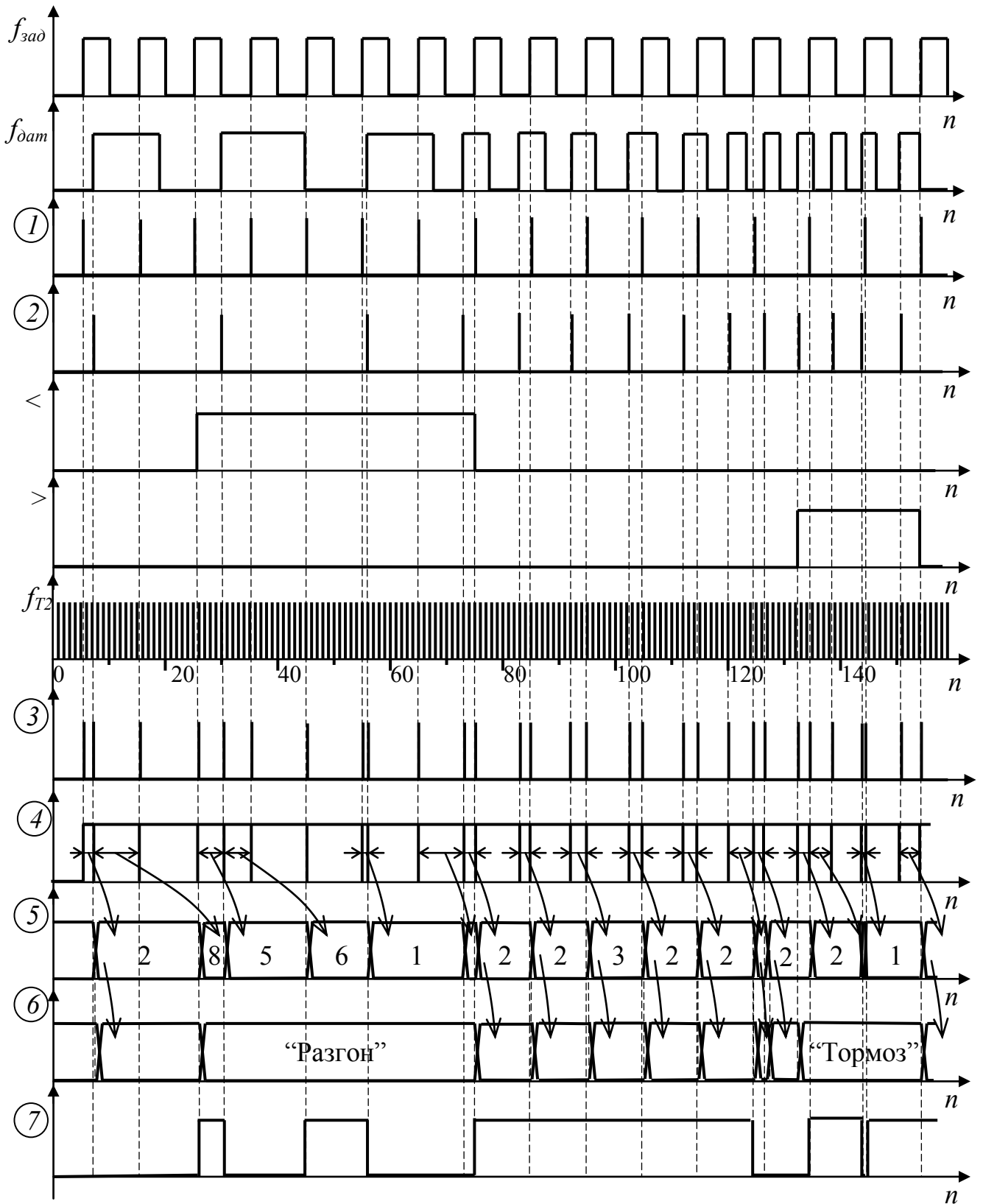


Рис. 5.9. Временные диаграммы работы системы стабилизации скорости

воздействия для разгона двигателя, его торможения или стабилизации скорости путем фазовой автоподстройки, которая используется, когда частоты с датчика скорости и опорная сравниваются. В этом случае мультиплексор переключен на нулевой канал (D0) и пропускает код с регулятора системы фазовой автоподстройки частоты. Структурная схема частотного детектора приведена на рис. 5.10б. Канал фазовой стабилизации скорости состоит из фазового детектора (ФД), счетчика (С), сумматора–вычитателя и цифрового регулятора (ЦР). ФД вместе со счетчиком выдает на выходе код, пропорциональный разности фаз между двумя передними фронтами импульсов входных сигналов. При этом берется меньший код рассогласования после сравнения двух соседних отсчетов (смотри рис. 5.9, диаграммы 4, 5) и знак этого рассогласования. Этот код поступает на сумматор–вычитатель, где в зависимости от знака рассогласования либо складывается, либо вычитается с опорным кодом. Код ошибки с выхода сумматора–вычитателя поступает на ЦР, в котором вырабатывается управляющее воздействие для устранения ошибки. С выхода мультиплексора код подается на преобразователь кода (ПК), который можно использовать для линеаризации передаточной характеристики КРИП. Код с выхода преобразователя подается на генератор импульсов (ГИ) и определяет период (частоту) выходных импульсов управления КРИП, а следовательно и частоту работы силовой части КРИП. Также на вход ГИ поступает код длительности импульса (открытого состояния силового ключа КРИП). Структура генератора импульсов аналогична соответствующему генератору в системе позиционирования, рис. 5.4. Таким образом, в системе управления используется ЧИМ, что связано со спецификой работы КРИП. Структурная схема ФД совместно со счетчиком показана на рис. 5.10в.

Семейство экспериментальных регулировочных характеристик силовой части (КРИП и ДПТ), снятых при различных моментах нагрузки, приведены на рис. 5.11 при $U_n=24В$, $t_u=0.55$ мкс. Здесь представлена зависимость скорости

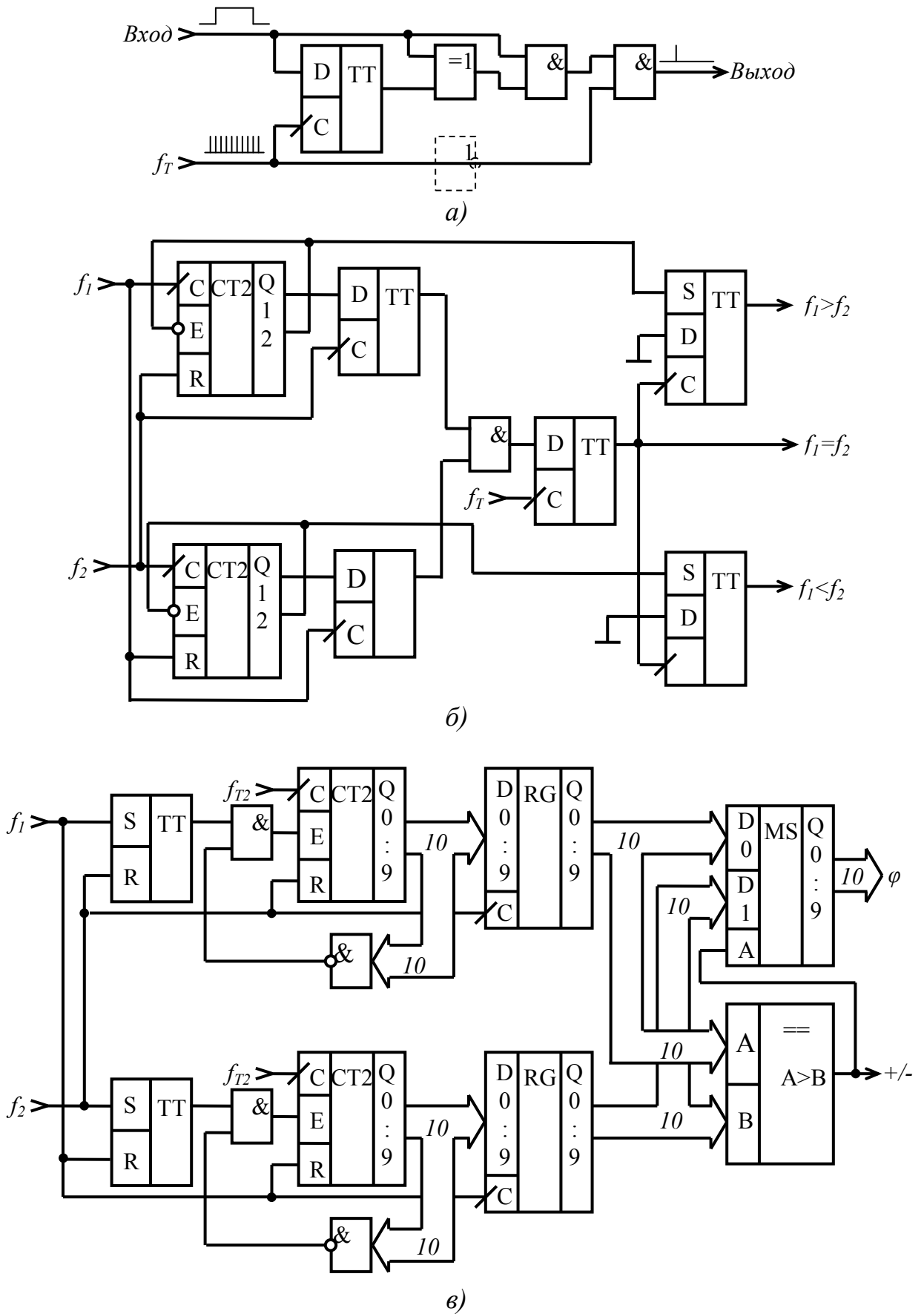


Рис. 5.10. Структурные схемы:

а) формирователь импульсов; б) частотный детектор; в) фазовый детектор

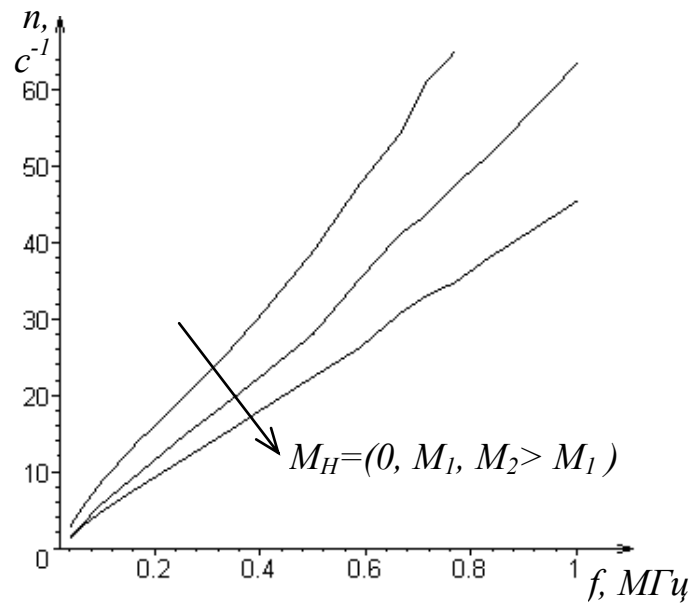


Рис. 5.11. Семейство регулировочных характеристик

вращения якоря ДПТ от частоты коммутации КРИП. Регулировочная характеристика нелинейная, поэтому более выгодно использовать при управлении период а не частоту. Для преобразования кода управляющего сигнала из f в T используется ПК, который позволяет линеаризовать регулировочную характеристику. В простейшем случае он инвертирует код, преобразуя управляющий сигнал из f в T .

Цифровой регулятор реализует пропорционально–интегральный (ПИ) закон управления. Интегральная составляющая формируется посредством сумматора с обратной связью, а пропорциональная – при помощи делителя–умножителя.

Во всех блоках в счетчиках используется счет с насыщением для предотвращения их переполнения. Как только код в счетчике достигает максимального значения, счетчик блокируется и максимальный код остается в нем до прихода импульса сброса.

Для более качественной стабилизации частоты вращения, а также в случае, когда приведенная система не может обеспечить заданные параметры стабилизации, можно использовать трехконтурную цифровую систему

стабилизации скорости (рис. 5.12).

В данном случае введен дополнительный контур обратной связи по току, а система разгона–торможения заменена полноценным контуром обратной связи по скорости. В токовом контуре сигнал с датчика тока поступает на АЦП, оцифровывается, вычитается из опорного и сигнал ошибки подается на цифровой регулятор ЦР2 контура тока. В частотном контуре сигнал ошибки по частоте с ЧД поступает на ЦР1. Фазовый контур остается без изменений. Сигналы управления с каждого регулятора суммируются и подаются на ПК а затем на ГИ. Возможен вариант совмещения фазового контура и частотного, в этом случае фазовый регулятор должен обеспечивать стабилизацию фазы в диапазоне больше 360° , т.е. учитывать рассогласование и по количеству оборотов якоря.

Экспериментальные данные зависимости мгновенной частоты вращения якоря ДПТ от угла поворота якоря за один оборот без системы стабилизации приведены на рис. 5.13, с одноконтурной системой стабилизации – на рис. 5.14. На рисунках $\kappa=0$ соответствует углу поворота 0° , а $\kappa=500$ – 360° . Скорость стабилизировалась на уровне $19,5312$ Гц (1172 об/мин). При этом средняя скорость за оборот была стабильной, с точностью до фазы, при изменении нагрузки от нуля до максимального значения и при изменении напряжения питания от 20 до 30 В.

Пульсации мгновенной скорости за период без стабилизации составляют 2,8%, со стабилизацией средней скорости возрастают до 3,4%, одновременно с этим стабильность средней скорости за оборот составляет 0.01%. При этом параметры ПИ регулятора соответствовали границе устойчивости системы. Таким образом, данная система стабилизации обеспечивает хорошую стабильность средней скорости, но в то же время пульсации мгновенной скорости возрастают (в нашем случае на 20% по отношению к пульсациям без стабилизации). Это связано с тем, что используемый двигатель

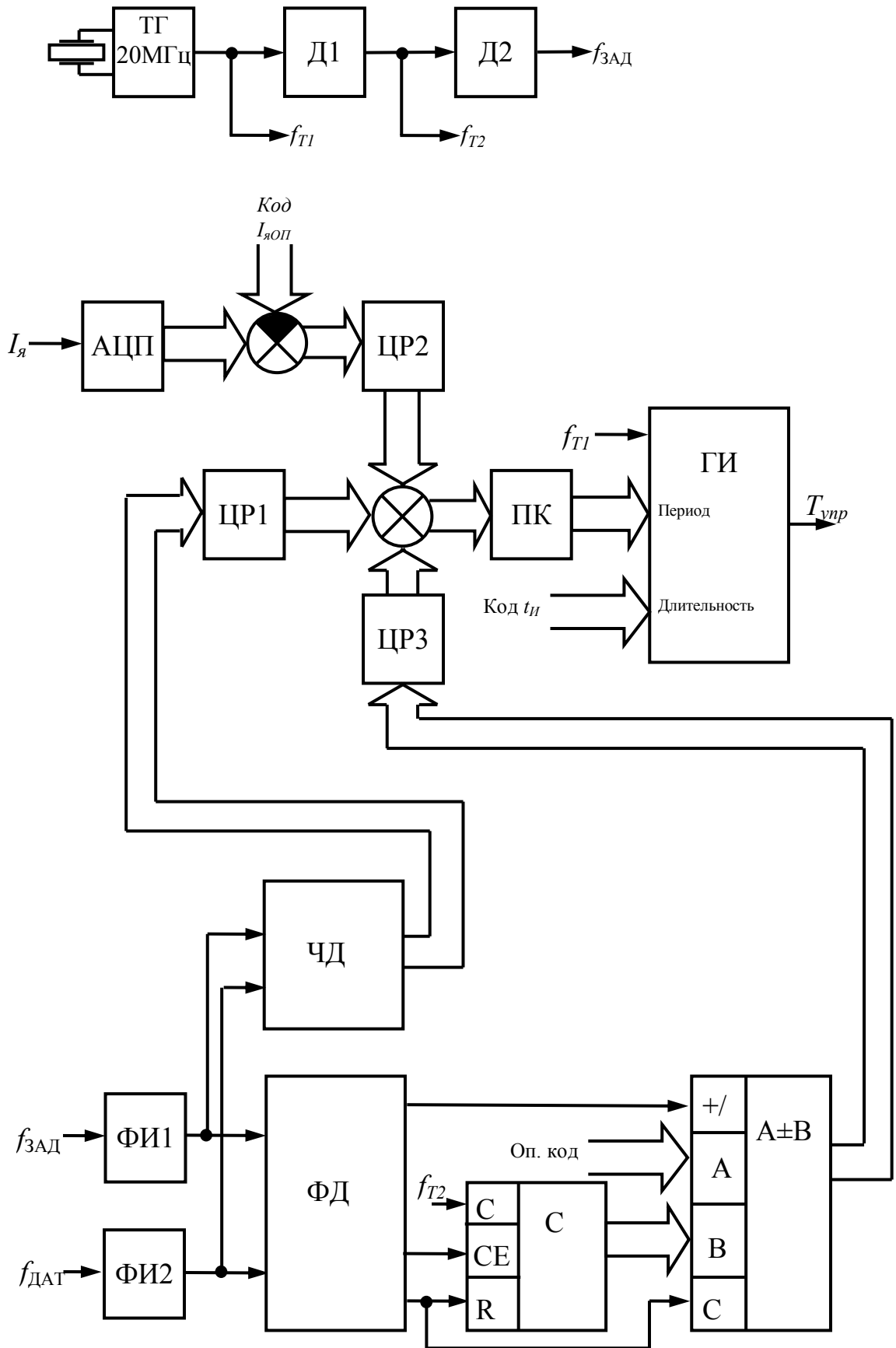


Рис. 5.12. Функциональная схема трехконтурной системы стабилизации скорости

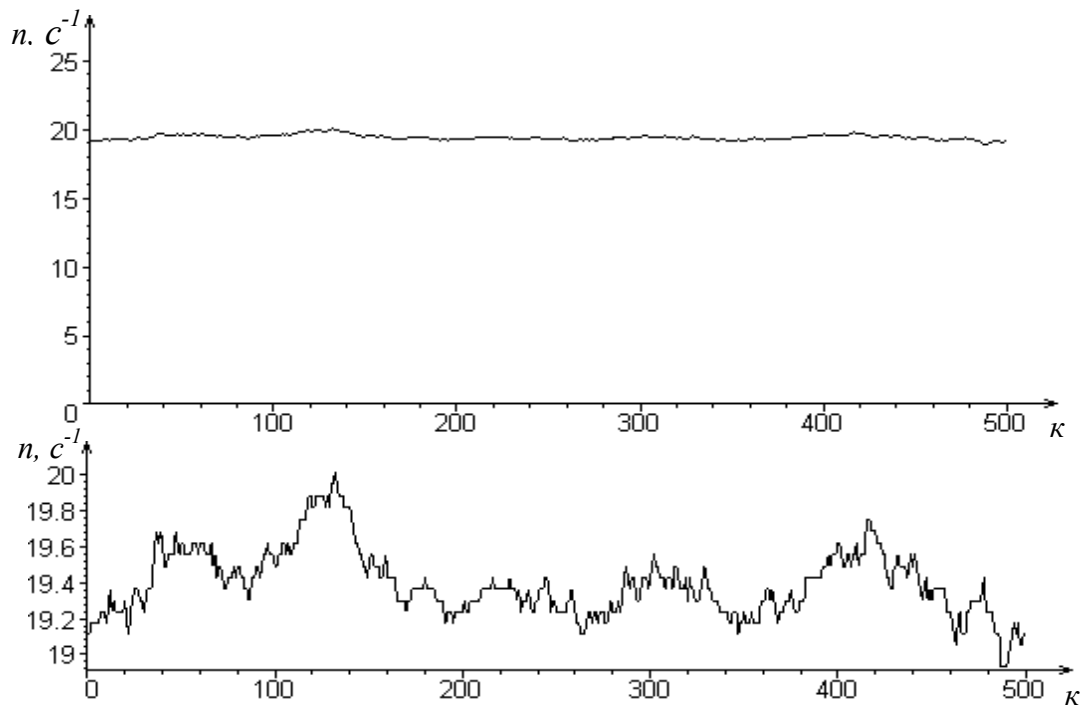


Рис. 5.13. Скорость и пульсации скорости на обороте без стабилизации

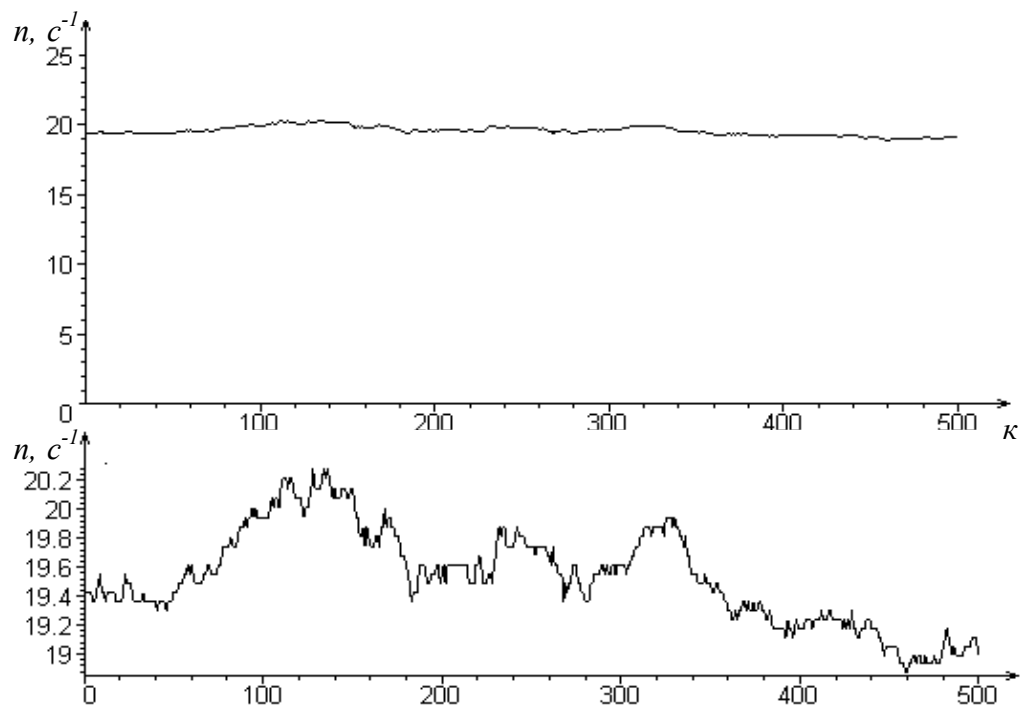


Рис. 5.14. Скорость и пульсации скорости на обороте со стабилизацией

быстродействующий и применение одноконтурной цифровой системы управления с ФАПЧ и ЧИМ2, датчика угла с пятьюстами импульсов на оборот

и неравномерной динамической нагрузкой двигателя за оборот (биение, наличие коллектора), оказывается недостаточным для стабилизации мгновенной скорости с большей точностью. Для достижения большей стабильности мгновенной скорости такой системы необходимо увеличивать точность датчика мгновенной скорости, уменьшать динамическую нагрузку за один оборот, применять многоконтурную систему стабилизации.

Схемы систем управления, реализованных на ПЛИС, приведены в приложении В. Они созданы в программном пакете MAX+PLUS II – среде разработки устройств на базе ПЛИС фирмы «Altera» с использованием блоков как из стандартных библиотек, так и разработанных самостоятельно [4, 67, 70, 86].

Параметры используемого двигателя представлены в приложении Д [101].

Выводы к разделу 5

1. Разработана и апробирована силовая часть двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ для питания ДПТ мощностью 200Вт с к.п.д. не менее 90%.
2. Предложен вариант комбинированной силовой части двухполупериодного реверсивного КРИП, переключаемого как при нулевом токе, так и при нулевом напряжении, который позволяет повысить к.п.д. до 95%.
3. На основе разработанного двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ и цифровой системы управления, выполненной на ПЛИС, создана и испытана система электропривода для позиционирования магнитных головок. Результаты испытаний подтвердили предварительные теоретические выводы о целесообразности применения КРИП-ПНТ в системах позиционирования.

4. На основе двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ и цифровой системы управления с ФАПЧ разработана и испытана система электропривода для аппарата точной магнитной записи, которая обеспечивает стабильность скорости вращения якоря двигателя за один оборот с погрешностью 0.01% в широком диапазоне изменения нагрузки и напряжения питания.

5. Основные научные результаты по разделу опубликованы в работе [59].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена актуальная задача улучшения параметров точного электропривода постоянного тока и повышения качества электроэнергии в сети. Проведен анализ квазирезонансных импульсных преобразователей с нагрузкой в виде двигателя постоянного тока и получены новые научно обоснованные теоретические и практические результаты, которые являются существенными для дальнейшего развития теории импульсных преобразователей и разработке на их основе новых преобразователей повышенного качества для использования в точном электроприводе. Основные научные и практические результаты состоят в следующем.

1. Обоснована необходимость дальнейшего развития теории и практики КРИП с нагрузкой в виде ДПТ. Полученные результаты позволяют создать новые КРИП для использования в электроприводе постоянного тока с целью повышения его качественных показателей.

2. Исследованы электромагнитные процессы в КРИП-ПНТ с ДПТ, установлен их вид и характер в виде математических выражений, связывающих между собой параметры преобразователя и двигателя. Полученные выражения позволяют учесть специфику КРИП-ПНТ, как звена системы точного электропривода постоянного тока.

3. Установлено, что под влиянием противо-э.д.с. якоря ДПТ у однополупериодного КРИП-ПНТ изменяется длительность первого коммутационного интервала в два раза, а второго – в несколько раз, что говорит о необходимости применения схемы контроля прохождения тока ключа через ноль. В двухполупериодном КРИП-ПНТ длительность первого коммутационного интервала практически не зависит от противо-э.д.с. якоря и в этом случае нет необходимости в контроле прохождения тока силового ключа через ноль.

4. Проанализировано влияние КРИП-ПНТ на статические характеристики ДПТ. Установлено, что при использовании КРИП-ПНТ для питания ДПТ

импульсные механические характеристики последнего нелинейны и мягче чем у ШИП с ДПТ, где аналогичные характеристики линейны. Нелинейность особенно проявляется в диапазоне малых нагрузок ($\bar{M}_H < 0.2$). С двухполупериодным КРИП-ПНТ механические характеристики жестче, чем с однополупериодным КРИП-ПНТ, а уровень пульсаций скорости ДПТ меньше и слабо зависит от нагрузки.

5. Доказана эффективность оптимизации системы управления КРИП-ПНТ по быстродействию с использованием принципа максимума Понтрягина. Показано, что для позиционирования за минимальное время необходимо сформировать три интервала управляющего воздействия: максимального по амплитуде и с чередованием знака на соседних интервалах. Рассчитаны соответствующие уровни и моменты переключения управляющего воздействия.

6. Обоснована целесообразность использования КРИП-ПНТ в точном электроприводе и разработаны соответствующие рекомендации. При этом, по сравнению с ШИП, улучшается электромагнитная совместимость с питающей сетью, обеспечивается меньший уровень помех и более высокие энергетические и массогабаритные показатели.

7. Разработаны образцы реверсивного КРИП-ПНТ мощностью 200 Вт для питания ДПТ с цифровой системой управления на ПЛИС с целью использования их в системах позиционирования и стабилизации скорости точного электропривода (погрешность стабилизации средней скорости – 0.01%), которые рекомендованы к внедрению в опытное производство СНПМП «СОЛИНГ» (г. Киев) и ОАО «ЧеЗаРа», (г. Чернигов). Теоретические и практические результаты диссертационной работы нашли применение в учебном процессе Черниговского государственного технологического университета на кафедре промышленной электроники.

8. Достоверность и обоснованность научных исследований, выводов и рекомендаций подтверждается согласованием теоретических результатов с экспериментальными данными и результатами моделирования.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированные электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями / Гольц М. Е., Гудзенко А. Б., Остреров В. М., Шпиглер Л. А. – М.: Энергия, 1972. – 110 с.
2. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. – М.: Высш. шк., 1989. – 263 с.
3. Алексеев В. М., Тихомиров В. М., Фомин Ф. М. Оптимальное управление. – М.: Наука, 1979. – 428 с.
4. Антонов А. П. Язык описания цифровых устройств AlteraHDL. Практический курс. – М.: ИП РадиоСофт, 2001. – 224 с.
5. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
6. Бесекерский В. А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1970. – 576 с.
7. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
8. Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. – М.: Энергия. – 1973. – 400 с.
9. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. – М.: Радио и связь, 1986. – 160 с.
10. Булатов О. Г., Олещук В. И. Автономные тиристорные инверторы с улучшенной формой выходного напряжения. – Кишинёв: Штиинца, 1980. – 115 с.
11. Буранов С. Н., Горохов В. В., Карелин В. И., Репин П. Б. Квазирезонансный преобразователь постоянного напряжения для зарядки

высоковольтных емкостных накопителей // Приборы и техника эксперимента. – 1999. – №2. – С. 84–87.

12. Быков Ю. М. Помехи в системах с вентильными преобразователями. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.

13. Видаль П. Нелинейные импульсные системы. – М.: Энергия, 1974. – 336 с.

14. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. Особые линейные и нелинейные цепи. – М.: Энергоиздат, 1981. – 304 с.

15. Волков И. В., Саков В. Н. Электроприводы со стабилизированным током в силовых цепях. – М.: Радио и связь, 1991. – 216 с.

16. Волков И. В., Губаревич В. Н., Спирин В. М. Источники электропитания на основе квазирезонансного инвертора для систем зажигания газотурбинных двигателей // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2000. – Ч. 4. – С. 96–99.

17. Выскуб В. Г., Розов В. С., Савельев В. И. Прецизионные цифровые системы автоматического управления. – М.: Машиностроение, 1984. – 136 с.

18. Герман-Галкин С. Г. Широтно-импульсные преобразователи. – Л.: Энергия. – 1979. – 96 с.

19. Гольденберг Л. М. И др. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.

20. Грушвицкий Р. И., Мурсаев А. Х., Угрюмов Е. П. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. – СПб.: БХВ-Петербург, 2002. — 608 с.

21. Глазенко Т. А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. – Л.: Энергия, 1965. – 188 с.

22. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. – Л.: Энергия. 1973. – 304 с.

23. Глазенко Т. А., Сеницын В. А., Толмачев В. А. Сравнительный анализ динамических характеристик транзисторных широтно-импульсных преобразователей // Электротехника. – 1988. – №3. – С. 23-39.

24. Глазенко Т. А., Сеницын В. А., Толмачев В. А. Выбор частоты коммутации силовых ключей замкнутых систем автоматического регулирования с транзисторными ШИП // Электротехника. – 1988. – №10. – С. 64-68.

25. Гольц М. Е., Гудзенко А. В., Остреров В. М. и др. Быстродействующие электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 184 с.

26. Гостев В. И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: Техника, 1990. – 280 с.

27. Денисов А. И., Зволинский В. М., Руденко Ю. О. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. – К.: Наукова думка, 1995. – 250 с.

28. Денисов А. И., Ревко А. С. Квазирезонансные импульсные преобразователи в системах прецизионного электропривода малой мощности // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 79 – 82.

29. Денисов Ю. А., Ревко А. С., Прохоренко А. Д. Электромагнитная совместимость с сетью стабилизаторов с квазирезонансными импульсными преобразователями // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Системи керування та контролю напівпровідникових перетворювачів”. – 1999. – С. 24 – 27.

30. Денисов Ю. А., Ревко А. С. Анализ электромагнитных процессов в системе квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе – двигатель постоянного тока // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2000. – Ч. 4. – С. 29 – 33.

31. Денисов Ю. А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями/ – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.
32. Динамика вентильного электропривода постоянного тока / Под ред. А. Д. Поздеева. – М.: Энергия, 1975. – 223 с.
33. Дуплякин Е. IGBT или MOSFET? Оптимальный выбор // Электронные компоненты. – 2000. – №1. – С. 57-60.
34. Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. – М.: Солон-Р., 2002.– 512 с.
35. Дьяконов В. П. Математическая система Maple V R3/R4/R5. – М.: Солон, 1998. – 400 с.
36. Зайцев Г. Ф. Теория автоматического управления и регулирования. 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
37. Иващенко Н. Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. – М.: Машиностроение, 1973. – 606 с.
38. Импульсные системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Григорьев, В. Н. Дроздов, Ю. А. Сабинин и др. - Л.: Энергоатомиздат, 1982. – 88 с.
39. Кассакаян Дж. Г., Шлехт М. Ф. Высокочастотные преобразователи высокой удельной объемной мощности для распределенных систем электропитания. ТИИЭР. Тем. вып. «Энергетическая электроника» / Под ред. В. А. Лабунцова, М.: Мир, – Т. 76. – 1988. – № 4. – С. 67-83.
40. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 184 с.
41. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
42. Ковалев Ф.И., Флоренцев С.Н. Силовая электроника: вчера, сегодня, завтра // Электротехника.– 1997.– № 11. – С. 2-6.

43. Кулесский Р. А., Шубенко В. А. Электроприводы постоянного тока с цифровым управлением. – М.: Энергия, 1973. – 208 с.
44. Кунцевич В. М., Чеховой Ю. Н. Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией. – К.: Техника, 1970. – 340 с.
45. Лабунцов В. А., Чжан Дайжун. Трёхфазный выпрямитель с ёмкостным фильтром и улучшенной кривой потребляемого тока // Электричество. – 1993. – №3. – С. 43 – 48.
46. Лабунцов В. А., Чжан Дайжун. Однофазные полупроводниковые компенсаторы пассивной составляющей мгновенной мощности // Электричество. – 1993. – № 12. – С. 20 – 32.
47. Ли Ф. К. Будущее – за резонансными источниками питания // Электроника. – 1992. – №2. – С. 71–72.
48. Ли Ф. К. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи. ТИИЭР. Тем. вып. «Энергетическая электроника» / Под ред. В. А. Лабунцова, М.: Мир, – Т. 76.– 1988. – № 4. – С. 83-97.
49. Нейман Л. Р., Поссе А. В., Слоним М. А. Методы расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, индуктивности и ЭДС // Электричество. – 1966. – № 12. – С.7–12.
50. Оптимальне керування складними об'єктами. – К.: Радіоаматор, 2000. – 208 с.
51. Павлов А. А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию. Метод фазового пространства. – М.: Наука, 1966. – 392 с.
52. Павлов Г. В., Обрубов А. В., Покровский М. В., Сенько Л. И. Особенности работы резонансных преобразователей электроэнергии в автономных сетях // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2001. – Ч. 2. – С. 61-64.
53. Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом. – Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 187 с.

54. Позоров В. А. Направление и перспективы электронизации электрических машин малой мощности // Электротехника. – 1990. – С.32–36.
55. Попович М. Г., Ковальчук О. В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 1997. – 544 с.
56. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. – М.: Наука, 1983. – 392 с.
57. Радзевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design Center (PSpice). – М.: СК Пресс, 1996. – 272 с.
58. Ревко А. С. Оптимізація за швидкодією електропривода з квазірезонансним імпульсним перетворювачем для систем позиціонування // Вісник Чернігівського державного технологічного університету. – 2004. – № 21. – С. 149–156.
59. Ревко А. С. Цифрова система керування двигуном постійного струму з квазірезонансним імпульсним перетворювачем // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2001. – Ч. 3. – С. 37 – 40.
60. Руденко В. С., Жуйков В. Я., Коротеев И. Е. Расчет устройств преобразовательной техники. – К.: Техника, 1980. – 133 с.
61. Руденко В. С. Сенько В. И. Чиженко И. М., Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1980. – 418 с.
62. Сазонник Г. Д., Стеклов В. К. Цифровые системы управления. – К.: Техніка, 1991. – 191с.
63. Соловьев В. В. Проектирование цифровых систем на основе программируемых логических интегральных схем. – М.: Радио и связь, 2001. – 636 с.

64. Справочник по электрическим конденсаторам. Общие сведения, выбор и применение / Под ред. В. В. Ермурацкого. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 310 с.
65. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы «Altera»: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры. – М.: Додэка-XXI, 2002. – 576 с.
66. Танский Е. А. Прецизионные системы стабилизации скорости двигателей. – М.: Энергия, 1975. – 88 с.
67. Титце Т., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
68. Трахтенберг Р. М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. – М.: Энергоиздат, 1982. – 168с.
69. Овчинников И. Е. Теория вентильных электрических двигателей. – Л.: Наука, 1985. – 164 с.
70. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2000. – 528 с.
71. Уильямс Б. Силовая электроника. Приборы, управление, применение: Справочное пособие. – Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.
72. Флоренцев С. Н., Ковалёв Ф. И. Современная элементная база силовой электроники // Электротехника. – 1996. – № 4. – С. 2-8.
73. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий // Электротехника. – 1999. – № 9. – С. 2-10.
74. Флоренцев С.Н. Силовая электроника начала тысячелетия // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2003. – Ч. 1. – С. 3-8.
75. Хайнеман Р. PSpice. Моделирование работы электронных схем: Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2001. – 336 с
76. Цыпкин Я. З., Попков Ю. С. Теория нелинейных импульсных систем. – М.: Наука. – 1973. – 416 с.

77. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматиз, 1963. – 968 с.
78. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
79. Шалыто А. А. Методы аппаратной и программной реализации алгоритмов. – СПб.: Наука, 2000. – 780 с.
80. Шидловский А. К., Драбович Ю. И., Комаров Н. С. Анализ гармонического состава потребляемого тока преобразователя переменного напряжения в постоянное с улучшенной электромагнитной совместимостью // Техническая электродинамика. – 1987. – № 3. – С. 32 – 40.
81. Шидловский А. К., Федий В. С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – К.: Наукова думка, 1987. – 304 с.
82. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. – М.: Энергия, 1960. – 400 с.
83. Шуйский В. П. Расчет электрических машин: Пер. с нем. – М.: Энергия, 1968. – 732с.
84. Электродвигатели малой мощности / Под ред. В. А. Прозорова. – Л.: Наука, 1971. – 250 с.
85. Юрченко Н. Н., Юрченко О. Н. Системы электропитания бортовых технологических установок, работающих в космосе. – Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2001. – 143 с.
86. Altera Digital Library CD-ROM. – 2002.
87. Andreycaк W. Controlling Zero Voltage Switched Power Supplies. High Frequency Power Conference, 1990.
88. Characterization and comparison of noise generation for quasi-resonant and pulsewidth-modulated converters/ Hsin L., Goldman M., Carlsten R., Witulski A., Kerwin W.// IEEE Trans. Power Elecнron. – 1994. Vol 9. №4. – P. 425–432.

89. Jovanovic M., Farrington R., Lee F. C. Comparison of Half - Bridge, ZCS – QRC and ZVS – MRC For Off - Line Applications. IEEE APEC Conference, 1989.
90. Lee F. C., Liu K.. Zero-current switching quasi-resonant converters operating in a full-wave mode: U. S. Patent № 4 720 667, Jan. 1988.
91. Le-Huy H., Slimani K., Viarouge P. A current-controlled quasi-resonant converter for switched-reluctance motor // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1991. – IE– 38. – N 5. – P. 355–362.
92. Liu K., Lee F. C.. Resonant switches – A unified approach to improve performances of switching converters // IEEE Int. Telecommunications Energy Conf. – 1984, P. 334–341.
93. Liu K., Lee F. C. Zero-voltage switching technique in DC/DC converters // IEEE PESC Record. – 1986. – P. 58 -70.
94. Redl R., Molnar B., Sokal N. O. Class E resonant regulated DC/DC power converters: Analysis of operation and experimental results at 1.5 MHz // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1986. – PE– 1. – N 2. – P. 111–120.
95. Tal Jacob. Speed Control by Phase-Locked Servo System New Possibilities and Limitations // IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. – 1977. – IECI–24. – N 1. – P.88–95.
96. Tihayi L. Electromagnetic compatibility in power electronics. New York, N.Y., USA, IEEE Press; Sarasota, Fla, U.S.A.: J.K.Eckert; Oxford, U.K. Butterworth Heinemann, 1995. – 403 p.
97. Travis B. MOSFETs and IGBTs differ in drive methods and protection needs// EDN. – N3. – 1996. – P.123
98. Vinciarelli P. Forward Converter Switching at Zero Current. U. S. Patent No.4 415 959, Nov, 1983.
99. Zheng T., Chen D., Lee F. C.. Variations of quasi-resonant DC-DC converter topologies. IEEE PESC Record. – 1986, P. 381–392.

100. Gorianski I. Zero-Voltage Switching Converters. – 9.01.98.
http://www.orc.ru/~igorg/SMPS/zero_vol.htm (28.04.2004).

101. REGULACE-AUTOMATIZACE BOR. Stejnoseměrné servomotory HSM.
– 28.06.2003. http://www.regulace.cz/de_vyroba-stejnosemerne_servomotory.htm
(16.04.2004)

Приложение А

Модели полупроводниковых приборов программы PSpice

4.5. МОП-транзисторы

В программе PSpice полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы, MOSFET) описываются шестью разными системами уравнений, выбор которых определяется параметром LEVEL, принимающим значения 1, 2, 3, 4, 5 и 6 [4, 7, 30, 33, 37, 43, 54, 59, 73, 76, 77, 82]. Модель первого уровня (LEVEL=1) используется в тех случаях, когда не предъявляются высокие требования к точности моделирования вольт-

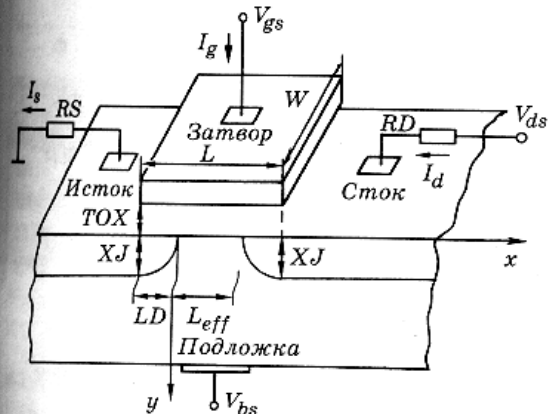


Рис. 4.8. Структура МОП-транзистора с каналом n-типа

амперных характеристик транзистора, в частности при моделировании МОП-транзисторов с коротким или узким каналом. Модели второго (LEVEL=2) и третьего (LEVEL=3) уровней учитывают более тонкие физические эффекты. Параметры модели четвертого-шестого уровней (LEVEL=4-6) рассчитываются по справочным данным с помощью специальной про-

граммы идентификации [73]. Структура МОП-транзистора приведена на рис. 4.8. Все модели имеют одну и ту же эквивалентную схему, изображенную на рис. 4.9, а.

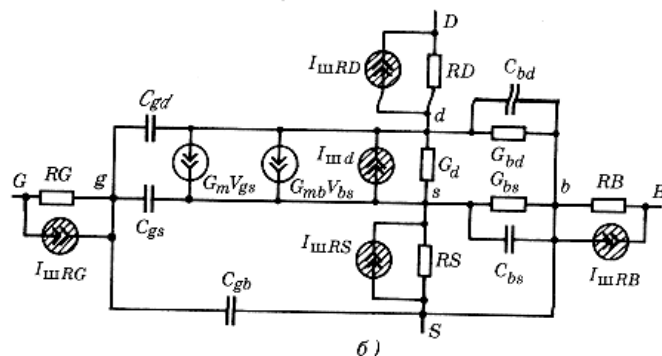
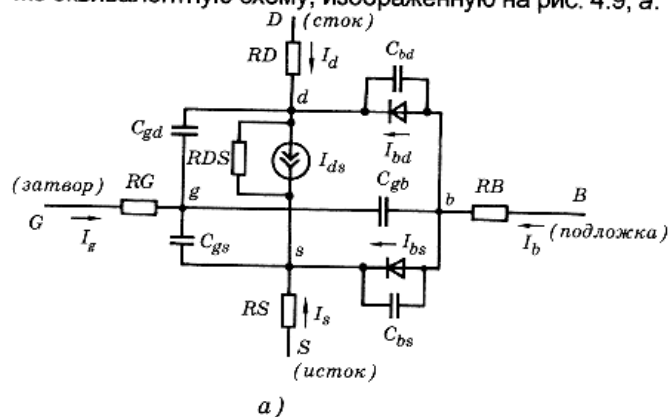


Рис. 4.9. Нелинейная (а) и линейная (б) схемы замещения МОП-транзистора с каналом n-типа

Параметры модели МОП-транзистора уровней 1-4 приведены в табл. 4.5 (параметры моделей более редко используемых уровней 5-6 даны в [59]).

4.1. Диод

Схема замещения полупроводникового диода (рис. 4.1) состоит из идеального диода, изображенного в виде нелинейного зависимого источника тока $I(V)$, емкости $p-n$ перехода C и объемного сопротивления RS [1, 33]. Параметры математической модели диода (см. п. 3.2.6) приведены в табл. 4.1.

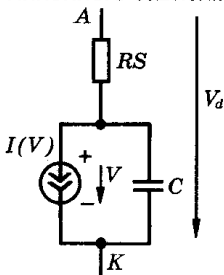


Рис. 4.1. Нелинейная модель полупроводникового диода

Вольт-амперные характеристики диода. Ток диода представляется в виде разности токов

$$I = I_{fwd} - I_{rev}$$

Зависимость

$$I_{fwd} = I_n K_{inj} + I_{rec} K_{gen}$$

аппроксимирует ВАХ диода при положительном напряжении на переходе V . Здесь

$I_n = IS \{ \exp[V/(NR \cdot V_t)] - 1 \}$ – нормальная составляющая тока

$I_{rec} = ISR \{ \exp[V/(NR \cdot V_t)] - 1 \}$ – ток рекомбинации;

K_{inj} – коэффициент инжекции

$$K_{inj} = \begin{cases} \sqrt{IKF / (IKF + I_n)} & \text{при } IKF > 0; \\ 1 & \text{при } IKF \leq 0; \end{cases}$$

$K_{gen} = [(1 - V/VJ)^2 + 0,005]^{M/2}$ – коэффициент генерации

Ток диода при отрицательном напряжении на переходе I_{rev} характеризует явление пробоя. Он имеет две составляющие

$$I_{rev} = I_{rev,high} + I_{rev,low}$$

где

$$I_{rev,high} = IBV \exp [-(V+BV) / (NBV \cdot V_t)]$$

$$I_{rev,low} = IBVL \exp [-(V+BV) / (NBVL \cdot V_t)]$$

$V_t = kT/q$ – температурный потенциал перехода (0,025 В при номинальной температуре 27°C); $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$

k – постоянная Больцмана; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; T – абсолютная температура $p-n$ перехода. Вид ВАХ диода показан на рис. 4.2.

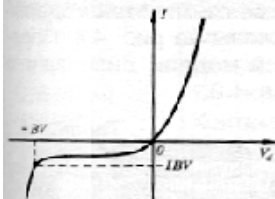


Рис. 4.2. ВАХ идеального диода

Емкость перехода C равна

$$C = C_t + C_j$$

где C_t – диффузионная емкость перехода; $C_j = TT \cdot G$; C_j – барьерная емкость перехода

$$C_j = \begin{cases} CJO(1 - V/VJ)^{-M} & \text{при } V < FC \cdot VJ; \\ CJO(1 - FC)^{-(1+M)} [1 - FC(1 + M) + M \cdot V/VJ] & \text{при } V > FC \cdot VJ; \end{cases}$$

$G = d(K_{inj} I) / dV$ – дифференциальная проводимость перехода для текущих значений I и V .

Линеаризованная схема замещения диода. Схема приведена на рис. 4.3, а. Ее можно дополнить источниками шумовых токов, как показано на рис. 4.3, б. В диоде имеются следующие источники шума: объемное сопротивление RS , характеризующееся тепловым током I_{wRS} со спектральной плотностью $S_{wRS} = 4kT/(RS \cdot Area)$; дробовой и фликкер-шум диода, характеризующийся током I_{LKF} со спектральной плотностью $S_d = 2qI + KF \cdot I^{AF}/f$, где f – текущая частота.

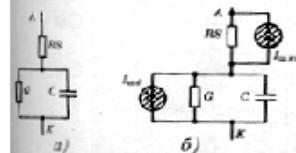


Рис. 4.3. Линеаризованная схема замещения диода (а) с включением источников внутреннего шума (б)

Температурные зависимости параметров. В математической модели диода они учитываются следующим образом:

$$IS(T) = IS \exp \{ [EG(T) / (N \cdot V_t(T)) (T/Tnom - 1)] \} \cdot (T/Tnom)^{XTI/M};$$

$$ISR(T) = ISR \exp \{ [EG(T) / (N \cdot V_t(T)) (T/Tnom - 1)] \} \cdot (T/Tnom)^{XTI/N};$$

$$IKF(T) = IKF [1 + TIKF (T - Tnom)];$$

$$BV(T) = BV [1 + TBV1(T - Tnom) + TBV2(T - Tnom)^2];$$

$$RS(T) = RS [1 + TRS1(T - Tnom) + TRS2(T - Tnom)^2];$$

$$VJ(T) = VJ \cdot T / Tnom - 3V_t(T) \ln(T/Tnom) - EG(Tnom)T / Tnom + EG(T);$$

$$CJO(T) = CJO \{ 1 + M [0,0004 (T - Tnom) + 1 - VJ(T) / VJ] \};$$

$$KF(T) = KF \cdot VJ(T) / VJ, AF(T) = AF \cdot VJ(T) / VJ,$$

$$EG(T) = EG_0 - aT^2 / (b + T),$$

где $EG(Tnom)$ – ширина запрещенной зоны при номинальной температуре (1,11 эВ для кремния; 0,67 эВ для германия; 0,69 эВ для диодов с барьером Шотки при температуре 27°C). Значения параметров IS , V_b , VJ , CJO , KF , AF , EG берутся для номинальной температуры $Tnom$; для кремния $EG_0 = 1,16$ эВ, $a = 7 \cdot 10^{-4}$, $b = 1108$; $XTI = 3$ для диодов с $p-n$ -переходом и $XTI = 2$ для диодов с барьером Шотки.

Значение номинальной температуры $Tnom$ устанавливается с помощью опции TNOM (по умолчанию $Tnom = 27^\circ C$).

Приведенные выше выражения описывают диоды sp - n -переходом, включая диоды и стабилитроны. Диоды с барьером Шотки также характеризуются этими зависимостями, но они обладают очень малым временем переноса $TT = 0$ и более чем на два порядка большими значениями тока диода I [33]. При этом ток насыщения определяется зависимостью $IS = K \cdot T \cdot \exp(-\phi_b / V_t)$, где K – эмпирическая константа; ϕ_b – высота барьера Шотки.

Скалярный множитель Area. Указываемый при включении диода в схему (см. п. 3.2.6), он позволяет в программе PSpice определить эквивалентный диод, характеризующий параллельное включение нескольких одинаковых приборов или прибор, занимающий большую площадь. С его помощью изменяются значения параметров IS , IRS , IBV , $IBVL$, RS и CJO :

$$IS = IS \cdot Area, IRS = IRS \cdot Area, IBV = IBV \cdot Area, IBVL = IBVL \cdot Area, RS = RS / Area, CJO = CJO \cdot Area.$$

По умолчанию скалярный множитель $Area = 1$.

В качестве примера приведем описание параметров модели диода D104A

```
.model D104A D (IS=5.81e-12 RS=8.1 N=1.15
+ TT=8.28nS CJO=41.2pF VJ=0.71 M=0.33
+ FC=0.5 EG=1.11 XTI=3)
```


Приложение Б

Выражение для механической характеристики

Механическая характеристика ДПТ с питанием от КРИП-ПНТ рассчитана на компьютере в математическом пакете „Maple”.

$$\begin{aligned}
 \underline{\Omega} := & (((((-a2^2 - \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0^2 + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2^2 * \alpha1) * K1 * Rя + ((2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha1 * \\
 & * \alpha0^2 + (8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \omega2^2 * \alpha1) * K7) * ed_Bgam + (((a2^2 + \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0^2 + (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \omega2^2 * \\
 & * \alpha1) * K1 * Rя + ((-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0^2 + (-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2^2 * \alpha1) * K7) * I32 + ((4 * a2^2 + 4 * \\
 & \omega1^2) * \\
 & * \omega2 * \alpha1 * \alpha0 * K1 * Rя + (-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2 * \alpha1 * \alpha0 * K7) * BB + ((2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha1 * \alpha0^2 * K1 * Rя + (- \\
 & 4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \alpha1 * \alpha0^2 * K7) * BA + ((((-a2^2 - \omega1^2) * \alpha0^3 + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2^2 * \alpha0) * K1 + ((-a2^2 - \\
 & - \omega1^2) * \alpha0^3 + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2^2 * \alpha0) * K12) * Fя + (\alpha1 * \omega1 * \alpha0^3 + 4 * \alpha0 * \alpha1 * \omega1 * \omega2^2) * K1 * \\
 & * Bя + (-4 * \alpha0 * \alpha1 * a2 * \omega2^2 - \alpha1 * a2 * \alpha0^3) * K1 * Cя) * Rя + ((2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha0^3 + (8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \\
 & * \omega2^2 * \alpha0) * K7 * Fя + (-8 * \alpha0 * \alpha1 * \omega1 * \omega2^2 - 2 * \alpha1 * \omega1 * \alpha0^3) * K7 * Bя + (2 * \alpha1 * a2 * \alpha0^3 + 8 * \alpha0 * \alpha1 * a2 * \\
 & * \omega2^2) * K7 * Cя) * \sin(\omega2 * \gamma2) + (((2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha1 * \alpha0^2 + (8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \omega2^2 * \alpha1) * K1 * Zя * \\
 & * ed_Bgam + ((-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0^2 + (-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2^2 * \alpha1) * K1 * Zя * I32 + (-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \\
 & * \omega2 * \alpha1 * \alpha0 * K1 * Zя * BB + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \alpha1 * \alpha0^2 * K1 * Zя * BA + (((2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha0^3 + (8 * \\
 & * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \omega2^2 * \alpha0) * K1 + ((-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \alpha0^3 + (-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2^2 * \alpha0) * K12) * Fя + (- \\
 & -8 * \alpha0 * \alpha1 * \omega1 * \omega2^2 - 2 * \alpha1 * \omega1 * \alpha0^3) * K1 * Bя + (2 * \alpha1 * a2 * \alpha0^3 + 8 * \alpha0 * \alpha1 * a2 * \omega2^2) * K1 * Cя) * Zя) * \\
 & * \cos(\omega2 * \gamma2) * \exp(-\alpha0 + \alpha0 * \gamma1 + 1/2 * \alpha0 * \gamma2 + \alpha1 * \gamma1) + (((-2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * Zя * BB * K3 - 2 * \alpha1 * \\
 & * (a2^2 + \omega1^2) * BA * K3 * Rя - 2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * BA * K9) * \cos(\omega2 * \gamma2) * \sin(\omega1 * \gamma1) + (-2 * \alpha1 * (-2 * \\
 & * a2^2 - 2 * \omega1^2) * Zя * BB * K5 - 2 * \alpha1 * (a2^2 + \omega1^2) * BA * K5 * Rя - 2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * BA * K11) * \\
 & * \cos(\omega1 * \gamma1) * \cos(\omega2 * \gamma2) * \sin(\omega2 * \gamma2) + ((-2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * Zя * BA * K3 - 2 * \alpha1 * (-a2^2 - \omega1^2) * \\
 & * BB * K3 * Rя - 2 * \alpha1 * (2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * BB * K9) * \cos(\omega2 * \gamma2)^2 - 2 * \alpha1 * (a2^2 + \omega1^2) * BB * K3 * Rя - 2 * \alpha1 * (- \\
 & -2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * BB * K9) * \sin(\omega1 * \gamma1) + (-2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * Zя * BA * K5 - 2 * \alpha1 * (-a2^2 - \omega1^2) * \\
 & * BB * K5 * Rя - 2 * \alpha1 * (2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * BB * K11) * \cos(\omega1 * \gamma1) * \cos(\omega2 * \gamma2)^2 + (-2 * \alpha1 * (a2^2 + \omega1^2) * \\
 & BB * \\
 & * K5 * Rя - 2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * BB * K11) * \cos(\omega1 * \gamma1) * \exp(-\alpha0 + \alpha0 * \gamma1 + \alpha2 * \gamma1) * \alpha0^2 + (((-2 * (4 * \\
 & * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \omega2 * \alpha1 * Zя * BA * K3 - 2 * \alpha1 * (2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \omega2 * BB * K3 * Rя - 2 * \alpha1 * (-4 * \omega1^2 - 4 * \\
 & * a2^2) * \omega2 * BB * K9) * \cos(\omega2 * \gamma2) * \sin(\omega1 * \gamma1) + (-2 * (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \omega2 * \alpha1 * Zя * BA * K5 - 2 * \alpha1 * (2 * \\
 & * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \omega2 * BB * K5 * Rя - 2 * \alpha1 * (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2 * BB * K11) * \cos(\omega1 * \gamma1) * \cos(\omega2 * \gamma2)) * \\
 & * \sin(\omega2 * \gamma2) + ((-2 * \alpha1 * (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2 * Zя * BB * K3 - 2 * \alpha1 * (2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \omega2 * BA * K3 * Rя - \\
 & 2 * \\
 & * \alpha1 * (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2 * BA * K9) * \cos(\omega2 * \gamma2)^2 - 2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \omega2 * BA * K3 * Rя - 2 * (4 * \\
 & * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \omega2 * \alpha1 * BA * K9) * \sin(\omega1 * \gamma1) + (-2 * \alpha1 * (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2 * Zя * BB * K5 - 2 * \alpha1 * (2 * \\
 & * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \omega2 * BA * K5 * Rя - 2 * \alpha1 * (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2 * BA * K11) * \cos(\omega1 * \gamma1) * \cos(\omega2 * \\
 & * \gamma2)^2 + (-2 * \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \omega2 * BA * K5 * Rя - 2 * (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \omega2 * \alpha1 * BA * K11) * \cos(\omega1 * \\
 & * \gamma1) * \exp(-\alpha0 + \alpha0 * \gamma1 + \alpha2 * \gamma1) * \alpha0 + (((a2^2 + \omega1^2) * \alpha0^2 + (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \omega2^2) * Rя * \sin(\omega2 * \gamma2) + ((2 * \\
 & * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha0^2 + (8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \omega2^2) * Zя * \cos(\omega2 * \gamma2)) * \exp(1/2 * \alpha0 * (-4 + 4 * \gamma1 + 3 * \gamma2)) * K12 * \\
 & * I32 * \alpha1 + (((4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0 * Zя + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \omega2 * \alpha1 * Rя) * K1 + (8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \\
 & \omega2 * \\
 & * \alpha1 * K7) * BB + (((-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2 * \alpha1 * Zя + \alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \alpha0 * Rя) * K1 + (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \\
 & * \alpha1 * \alpha0 * K7) * BA) * \cos(\omega2 * \gamma2) * \sin(\omega2 * \gamma2) + (((8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \omega2 * \alpha1 * Zя + (2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \alpha1 * \\
 & * \alpha0 * Rя) * K1 + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \alpha1 * \alpha0 * K7) * BB + (((4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0 * Zя + (-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * \\
 & * \omega2 * \alpha1 * Rя) * K1 + (8 * a2^2 + 8 * \omega1^2) * \omega2 * \alpha1 * K7) * BA) * \cos(\omega2 * \gamma2)^2 + (\alpha1 * (-2 * a2^2 - 2 * \omega1^2) * \alpha0 * \\
 & Rя * \\
 & * K1 + (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \alpha1 * \alpha0 * K7) * BB + ((4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * Rя * \omega2 * \alpha1 * K1 + (-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2 * \\
 & * \alpha1 * K7) * BA) * \exp(-\alpha0 + \alpha0 * \gamma1 + \alpha1 * \gamma1) * \alpha0 + (((-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \alpha0 * \omega2 * \alpha1 * Zя + ((-4 * \omega1^2 - 4 * a2^2) * Rя * \\
 & * \omega2^2 + (a2^2 + \omega1^2) * \alpha0^2 * Rя) * \alpha1) * \sin(\omega2 * \gamma2) + (((-8 * \omega1^2 - 8 * a2^2) * \omega2^2 + (2 * \omega1^2 + 2 * a2^2) * \\
 & \alpha0^2) * \\
 & * \alpha1 * Zя + (4 * a2^2 + 4 * \omega1^2) * \alpha0 * Rя * \omega2 * \alpha1) * \cos(\omega2 * \gamma2) * \exp(-1/2 * \alpha0 * \gamma2) * K12 * ed_Bgam + (((4 *
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& * _w2 * a2^2 - 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя) * K6 + (-8 * _w2 * a2^2 - 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K8) * BA) * \cos(_w1 * \\
& \gamma1) * \\
& * \cos(_w2 * \gamma2)^2 + (((-2 * a2^2 - 2 * _w1^2) * a1 * a0^2 * Rя * K6 + (-4 * _w1^2 - 4 * a2^2) * a0^2 * a1 * K8) * BB + ((4 * _w2 * \\
& * a2^2 + 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя * K6 + (8 * _w2 * a2^2 + 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K8) * BA) * \cos(_w1 * \gamma1) * \\
& \exp(- \\
& * 2 * a0) * \exp(a2 * \gamma1 + a0 * \gamma1 + a0) + ((((_w1 * a0^3 + 4 * a0 * _w1 * _w2^2) * a1 * Rя * Вря + (-4 * a0 * a2 * _w2^2 - a2 * \\
& * a0^3) * a1 * Rя * Сяя) * K4 + ((a2 * a0^3 + 4 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Rя * Вря + (_w1 * a0^3 + 4 * a0 * _w1 * _w2^2) * a1 * \\
& * Rя * Сяя) * K6 + ((2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Вря + (8 * a0 * _w1 * _w2^2 + 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Сяя) * \\
& * K8 + ((8 * a0 * _w1 * _w2^2 + 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Вря + (-8 * a0 * a2 * _w2^2 - 2 * a2 * a0^3) * a1 * Сяя) * K10) * \cos(_w1 * \\
& * \gamma1) * \sin(_w1 * \gamma1) + (((a2 * a0^3 + 4 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Rя * Вря + (_w1 * a0^3 + 4 * a0 * _w1 * _w2^2) * a1 * Rя * \\
& Сяя) * \\
& * K4 + ((- _w1 * a0^3 - 4 * a0 * _w1 * _w2^2) * a1 * Rя * Вря + (a2 * a0^3 + 4 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Rя * Сяя) * K6 + ((-8 * a0 * \\
& * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Вря + (2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Сяя) * K8 + ((2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * \\
& * _w2^2) * a1 * Вря + (8 * a0 * _w1 * _w2^2 + 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Сяя) * K10) * \cos(_w1 * \gamma1)^2 + ((-4 * a0 * a2 * _w2^2 - \\
& a2 * \\
& * a0^3) * a1 * Rя * Вря + (- _w1 * a0^3 - 4 * a0 * _w1 * _w2^2) * a1 * Rя * Сяя) * K4 + ((-8 * a0 * a2 * _w2^2 - 2 * a2 * a0^3) * \\
& a1 * \\
& * Вря + (-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Сяя) * K10) * \sin(_w2 * \gamma2) + (((-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * \\
& * a1 * Zя * Вря + (2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Zя * Сяя) * K4 + ((-8 * a0 * a2 * _w2^2 - 2 * a2 * a0^3) * a1 * Zя * \\
& * Вря + (-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * Сяя) * K6) * \cos(_w1 * \gamma1) * \cos(_w2 * \gamma2) * \sin(_w1 * \gamma1) + (((-8 * \\
& * a0 * a2 * _w2^2 - 2 * a2 * a0^3) * a1 * Zя * Вря + (-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * Сяя) * K4 + ((8 * a0 * \\
& _w1 * \\
& * _w2^2 + 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * Вря + (-8 * a0 * a2 * _w2^2 - 2 * a2 * a0^3) * a1 * Zя * Сяя) * K6) * \cos(_w1 * \gamma1)^2 + ((2 * \\
& * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Zя * Вря + (8 * a0 * _w1 * _w2^2 + 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * Сяя) * K4) * \cos(_w2 * \\
& * \gamma2) * \exp(-2 * a0) * \exp(2 * a2 * \gamma1 + a0 * \gamma1 + 1/2 * a0 * \gamma2 + a0) + (((((8 * _w2 * a2^2 + 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Zя + \\
& + ((a2^2 + _w1^2) * a0^2 - 4 * a2^2 * _w2^2 - 4 * _w1^2 * _w2^2) * a1 * Rя) * K4 + ((2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^2 - 8 * _w1^2 * \\
& * _w2^2 - 8 * a2^2 * _w2^2) * a1 * K10) * ed_Bgam * \sin(_w1 * \gamma1) + (((-8 * _w2 * a2^2 - 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Zя + \\
& + ((-a2^2 - _w1^2) * a0^2 + 4 * _w1^2 * _w2^2 + 4 * a2^2 * _w2^2) * a1 * Rя) * K6 + ((-2 * a2^2 - 2 * _w1^2) * a0^2 + 8 * a2^2 * \\
& * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * a1 * K8) * ed_Bgam * \cos(_w1 * \gamma1) * \sin(_w2 * \gamma2) + ((((-2 * a2^2 - 2 * _w1^2) * a0^2 + 8 * \\
& * a2^2 * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * a1 * Zя + (4 * _w2 * a2^2 + 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя) * K4 + (8 * _w2 * a2^2 + 8 * \\
& * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K10) * ed_Bgam * \cos(_w2 * \gamma2) * \sin(_w1 * \gamma1) + (((2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^2 - 8 * _w1^2 * \\
& * _w2^2 - 8 * a2^2 * _w2^2) * a1 * Zя + (-4 * _w2 * a2^2 - 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя) * K6 + (-8 * _w2 * a2^2 - 8 * _w2 * \\
& * _w1^2) * a0 * a1 * K8) * ed_Bgam * \cos(_w1 * \gamma1) * \cos(_w2 * \gamma2) * \exp(-2 * a0) * \exp(-1/2 * a0 * \gamma2 + a2 * \gamma1 + 2 * a0) + \\
& + (((((2 * a2 * a0^3 + (4 * a2^2 + 4 * _w1^2) * a0^2 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Zя + (-4 * _w2 * a2^2 - 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * \\
& * a1 * Rя) * K4 + (-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * K6 + (-8 * _w2 * a2^2 - 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K10) * \\
& * ed_Bgam + (2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Zя * Вря + (8 * a0 * _w1 * _w2^2 + 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * Сяя) * \\
& * \sin(_w1 * \gamma1) + (((-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * K4 + ((-2 * a2 * a0^3 + (-4 * _w1^2 - 4 * a2^2) * a0^2 - 8 * \\
& * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Zя + (4 * _w2 * a2^2 + 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя) * K6 + (8 * _w2 * a2^2 + 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * \\
& * a1 * K8) * ed_Bgam + (-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * a1 * Zя * Вря + (2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * \\
& Zя * \\
& * Сяя) * \cos(_w1 * \gamma1) * \exp(-2 * a0) * \exp(a2 * \gamma1 + 2 * a0) + (((((4 * a2^2 + 4 * _w1^2) * a0^2 * a1 + (2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * \\
& * a0^3 + (8 * a2^2 * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * a0) * Zя + (-4 * _w2 * a2^2 - 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя) * K2 + (-8 * \\
& _w2 * \\
& * a2^2 - 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K8) * ed_Bgam + ((2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^3 + (8 * a2^2 * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * \\
& * a0) * Zя * Fяя) * \exp(-2 * a0) * \exp(a1 * \gamma1 + 2 * a0) + (((((8 * _w2 * a2^2 + 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Zя + ((a2^2 + _w1^2) * \\
& * a0^2 - 4 * a2^2 * _w2^2 - 4 * _w1^2 * _w2^2) * a1 * Rя) * K2 + ((2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^2 - 8 * _w1^2 * _w2^2 - 8 * a2^2 * \\
& * _w2^2) * a1 * K8) * ed_Bgam * \sin(_w2 * \gamma2) + ((((-2 * a2^2 - 2 * _w1^2) * a0^2 + 8 * a2^2 * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * \\
& * a1 * Zя + (4 * _w2 * a2^2 + 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя) * K2 + (8 * _w2 * a2^2 + 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K8) * \\
& * ed_Bgam * \cos(_w2 * \gamma2) * \exp(-2 * a0) * \exp(-1/2 * a0 * \gamma2 + a1 * \gamma1 + 2 * a0) + (((((2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^2 + 8 * a2^2 * \\
& * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * a1 * Zя * ed_Bgam + ((-4 * _w1^2 - 4 * a2^2) * a0^2 - 16 * _w1^2 * _w2^2 - 16 * a2^2 * _w2^2) * \\
& * a1 * Zя * I32 + (-8 * _w2 * a2^2 - 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Zя * BB + (-4 * _w1^2 - 4 * a2^2) * a1 * a0^2 * Zя * BA + ((2 * \\
& * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^3 + (8 * a2^2 * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * a0) * Zя * Fяя + (-8 * a0 * _w1 * _w2^2 - 2 * _w1 * a0^3) * \\
& * a1 * Zя * Вря + (2 * a2 * a0^3 + 8 * a0 * a2 * _w2^2) * a1 * Zя * Сяя) * \exp(a0 * (\gamma1 + \gamma2 + 1)) + ((((((a2^2 + _w1^2) * a0^2 + 4 * \\
& * _w1^2 * _w2^2 + 4 * a2^2 * _w2^2) * a1 * Rя) * K4 + ((2 * _w1^2 + 2 * a2^2) * a0^2 + 8 * a2^2 * _w2^2 + 8 * _w1^2 * _w2^2) * \\
& * a1 * K10) * ed_Bgam + (((-a2^2 - _w1^2) * a0^2 - 4 * a2^2 * _w2^2 - 4 * _w1^2 * _w2^2) * a1 * Rя) * K4 + ((-2 * a2^2 - 2 * \\
& * _w1^2) * a0^2 - 8 * _w1^2 * _w2^2 - 8 * a2^2 * _w2^2) * a1 * K10) * I32 + ((-4 * _w2 * a2^2 - 4 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * Rя * \\
& * K4 + (-8 * _w2 * a2^2 - 8 * _w2 * _w1^2) * a0 * a1 * K10) * BB + ((-2 * a2^2 - 2 * _w1^2) * a1 * a0^2 * Rя) * K4 + (-4 * _w1^2 - \\
& 4 * \\
& * a2^2) * a0^2 * a1 * K10) * BA + (((a2^2 + _w1^2) * a0^3 + (4 * _w1^2 * _w2^2 + 4 * a2^2 * _w2^2) * a0) * Rя * Fяя + (- _w1 *
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& *F_{\text{Яя}} * K_6 + (((2 * \omega_1^2 + 2 * \alpha_2^2) * \alpha_0^3 + (8 * \alpha_2^2 * \omega_2^2 + 8 * \omega_1^2 * \omega_2^2) * \alpha_0) * F_{\text{Яя}} + (8 * \alpha_0 * \omega_1 * \omega_2^2 + 2 * \\
& * \omega_1 * \alpha_0^3) * \alpha_1 * V_{\text{Яя}} + (-8 * \alpha_0 * \alpha_2 * \omega_2^2 - 2 * \alpha_2 * \alpha_0^3) * \alpha_1 * C_{\text{Яя}}) * K_8) * \cos(\omega_1 * \gamma_1) * \sin(\omega_2 * \gamma_2) + (((2 * \alpha_2 * \\
& * \alpha_0^3 + 8 * \alpha_0 * \alpha_2 * \omega_2^2) * \alpha_1 * Z_{\text{Я}} * V_{\text{Яя}} + (8 * \alpha_0 * \omega_1 * \omega_2^2 + 2 * \omega_1 * \alpha_0^3) * \alpha_1 * Z_{\text{Я}} * C_{\text{Яя}}) * K_2 + ((2 * \omega_1^2 + 2 * \\
& * \alpha_2^2) * \alpha_0^3 + (8 * \alpha_2^2 * \omega_2^2 + 8 * \omega_1^2 * \omega_2^2) * \alpha_0) * Z_{\text{Я}} * F_{\text{Яя}} * K_4) * \cos(\omega_2 * \gamma_2) * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + (((-8 * \alpha_0 * \\
& * \omega_1 * \omega_2^2 - 2 * \omega_1 * \alpha_0^3) * \alpha_1 * Z_{\text{Я}} * V_{\text{Яя}} + (2 * \alpha_2 * \alpha_0^3 + 8 * \alpha_0 * \alpha_2 * \omega_2^2) * \alpha_1 * Z_{\text{Я}} * C_{\text{Яя}}) * K_2 + ((-2 * \alpha_2^2 - 2 * \\
& * \omega_1^2) * \alpha_0^3 + (-8 * \omega_1^2 * \omega_2^2 - 8 * \alpha_2^2 * \omega_2^2) * \alpha_0) * Z_{\text{Я}} * F_{\text{Яя}} * K_6) * \cos(\omega_1 * \gamma_1) * \cos(\omega_2 * \gamma_2)) * \exp(\alpha_0 * \\
& * \gamma_1 + 1/2 * \alpha_0 * \gamma_2 + \alpha_2 * \gamma_1 + \alpha_1 * \gamma_1 + \alpha_0)) * \exp(-2 * \alpha_0),
\end{aligned}$$

ГДЕ:

$$\begin{aligned}
& F_{\text{Яя}} = (p^2 + \omega k^2) / Z_1, \quad V_{\text{Яя}} = ((r - p)^2 * \omega k^2 + r * (m^2 + r^2) + p^2 * (m^2 - r^2)) / m / Z_1, \quad C_{\text{Яя}} = p^2 / Z_1 / C \\
& C_{\text{Яя}} = (r^2 + m^2 - \omega k^2 - 2 * r * p) / Z_1, \quad F_{\text{Ся}} = p^2 / C / Z_1, \quad B_{\text{Ся}} = (r * p^2 - r^2 - m^2) / m / Z_1 / C_k, \\
& ed_B_{\text{гам}} = 1 - ((F_{\text{Яя}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (V_{\text{Яя}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Яя}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1)) * \cos(\omega_2 * \gamma_2) + (F_{\text{Ся}} * \\
& \exp(\alpha_1 * \\
& * \gamma_1) + (B_{\text{Ся}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Ся}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1) - 0.5 * R_{\text{Я}} * (F_{\text{Яя}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (V_{\text{Яя}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Яя}} * \\
& * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1))) * \sin(\omega_2 * \gamma_2) / Z_{\text{Я}}) * \exp(-\alpha_0(1 - \gamma_1 - 0.5 * \gamma_2)), \quad I_{32} = ((F_{\text{Яя}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (V_{\text{Яя}} * \sin(\omega_1 * \\
& \gamma_1) + C_{\text{Яя}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1)) * \cos(\omega_2 * \gamma_2) + (F_{\text{Ся}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (B_{\text{Ся}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Ся}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \\
& * \exp(\alpha_2 * \gamma_1) - 1/2 * (F_{\text{Яя}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (V_{\text{Яя}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Яя}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1))) / Z_{\text{Я}} * \sin(\omega_2 * \gamma_2)) * \\
& * \exp(-1/2 * \alpha_0 * \gamma_2), \\
& BA = F_{\text{Яя}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (V_{\text{Яя}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Яя}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1), \\
& BB = (F_{\text{Ся}} * \exp(\alpha_1 * \gamma_1) + (B_{\text{Ся}} * \sin(\omega_1 * \gamma_1) + C_{\text{Ся}} * \cos(\omega_1 * \gamma_1)) * \exp(\alpha_2 * \gamma_1) - 0.5 * BA) / Z_{\text{Я}}, \\
& K_1 = \omega k^2 / \text{Тя} / p^2 / Z_1, \quad K_2 = (\omega k^2 + p^2) / \text{Тя} / p^2 / Z_1, \\
& K_3 = (r^2 - m^2 - r * p)^2 * \omega k^2 / m / \text{Тя} / Z_1 / (r^2 + m^2), \\
& K_4 = K_3 + (r^2 + m^2 - r * p) / m / \text{Тя} / Z_1, \quad K_5 = (p^2 - 2 * r) * \omega k^2 / \text{Тя} / Z_1 / (r^2 + m^2), \\
& K_6 = p^2 / \text{Тя} / Z_1 - K_5, \quad K_7 = R_{\text{Я}} * \omega k^2 * (1 + p^2 * \text{Тя}) / p^2 / \text{Тя} / Z_1, \quad K_8 = R_{\text{Я}} * \omega k^2 / Z_1, \\
& K_9 = ((r^2 - m^2 - r * p) / \text{Тя} / (r^2 + m^2) + r - p)^2 * R_{\text{Я}} * \omega k^2 / m / Z_1, \\
& K_{10} = (r - p)^2 * R_{\text{Я}} * \omega k^2 / m / Z_1, \quad K_{11} := (p^2 - 2 * r - (r^2 + m^2) * \text{Тя}) * R_{\text{Я}} * \omega k^2 / \text{Тя} / Z_1 / (r^2 + m^2), \\
& K_{12} = -\omega k^2 / \text{Тя} / p^2 / (r^2 + m^2), \\
& Z_1 = (p - r)^2 + m^2, \quad Z_{\text{Я}} = L_{\text{Я}} * \omega_2, \quad \alpha_0 = T_0 / \text{Тя}, \quad \alpha_1 = T_0 * p^2, \quad \alpha_2 = T_0 * r, \quad \omega_1 = \omega_1 * T_0, \\
& \omega_2 = \omega_2 * T_0, \quad \omega_1 = m, \quad \omega_2 = \sqrt{(\omega k^2 - 1) / (4 * \text{Тя}^2)}, \\
& r = -(1/2 * De_0 + 1 / (3 * \text{Тя})), \quad m = \sqrt{3} * De_1 / 2, \quad p^2 = -(-De_0 + 1 / (3 * \text{Тя})), \\
& De_0 = A_0 / 6 - (2 * (\omega k^2 + \omega k^2 - 1 / (3 * \text{Тя}^2))) / A_0, \quad De_1 = A_0 / 6 + (2 * (\omega k^2 + \omega k^2 - 1 / (3 * \text{Тя}^2))) / A_0, \\
& A_0 = (1 / \text{Тя} * (36 * (\omega k^2 - 2 * \omega k^2) - 8 / \text{Тя}^2 + 12 * \omega k^2 * \sqrt{3} * (4 * \text{Тя}^2 * \omega k^2 * (kof + 1)^3 - kof * (kof + 20) + 8 + 4 / (\text{Тя}^2 * \\
& * \omega k^2))))^{1/3}, \\
& kof = L_k / L_{\text{Я}}, \quad \omega k = 1 / \sqrt{L_k * C}, \\
& \omega k = 1 / \sqrt{L_{\text{Я}} * C}, \\
& \gamma_1 = t_1 / T_0, \quad \gamma_2 = t_2 / T_0, \quad \text{Тя} = L_{\text{Я}} / R_{\text{Я}}.
\end{aligned}$$

Приложение В

Схемы систем управления преобразователя

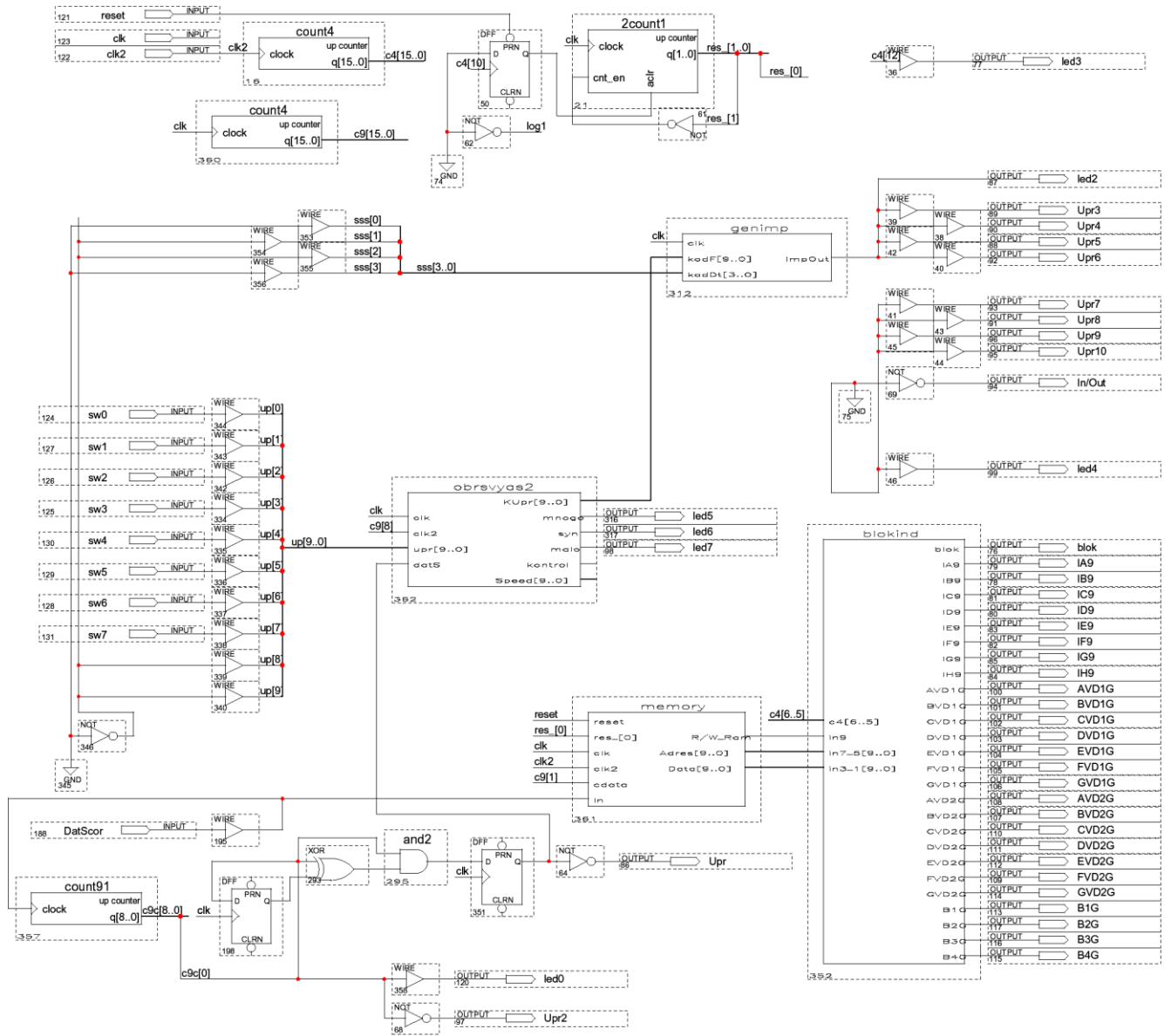


Рис. В.2. Схема системы управления для стабилизации скорости

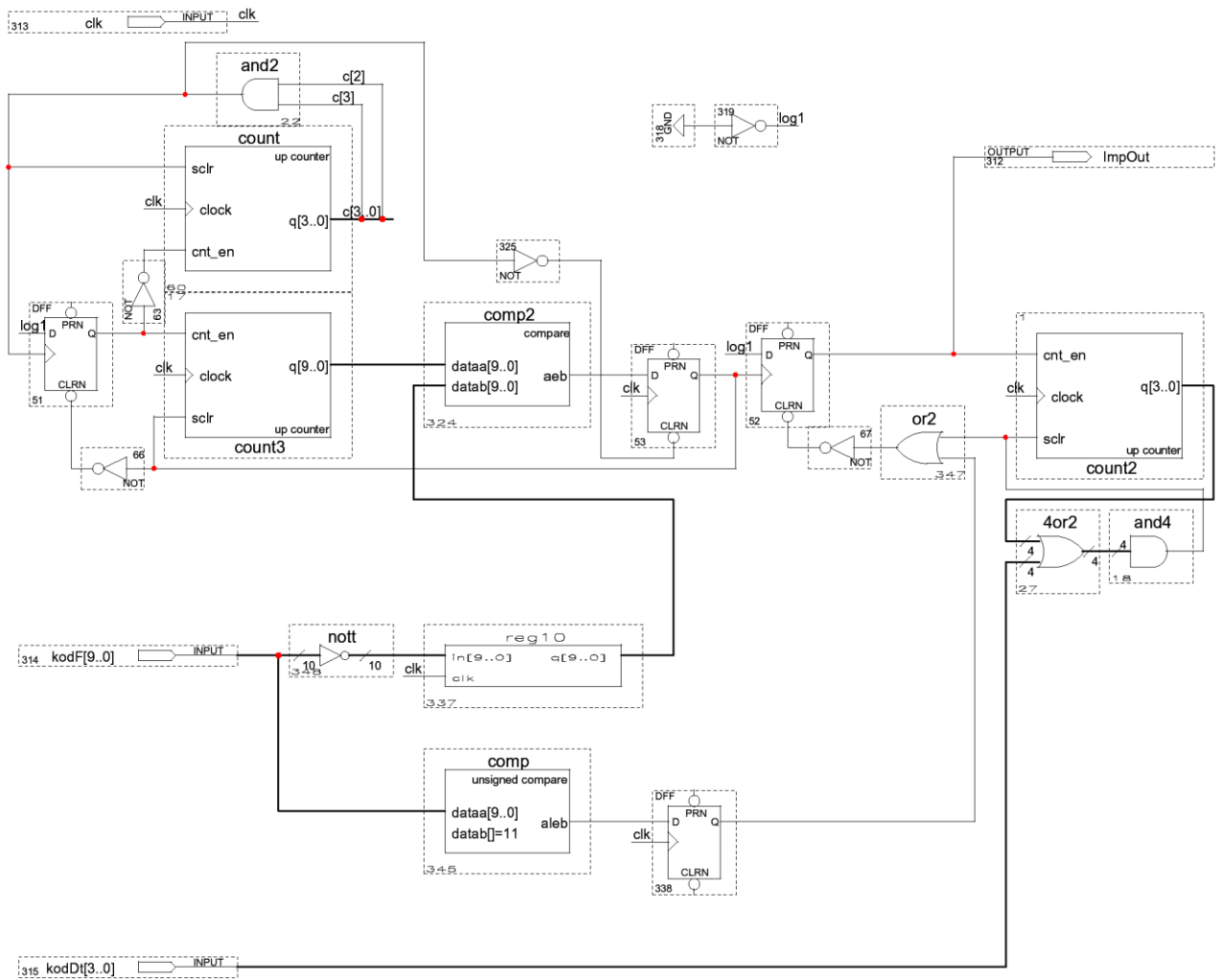


Рис. В.3. Схема блока «Генератор импульсов» (genimp)

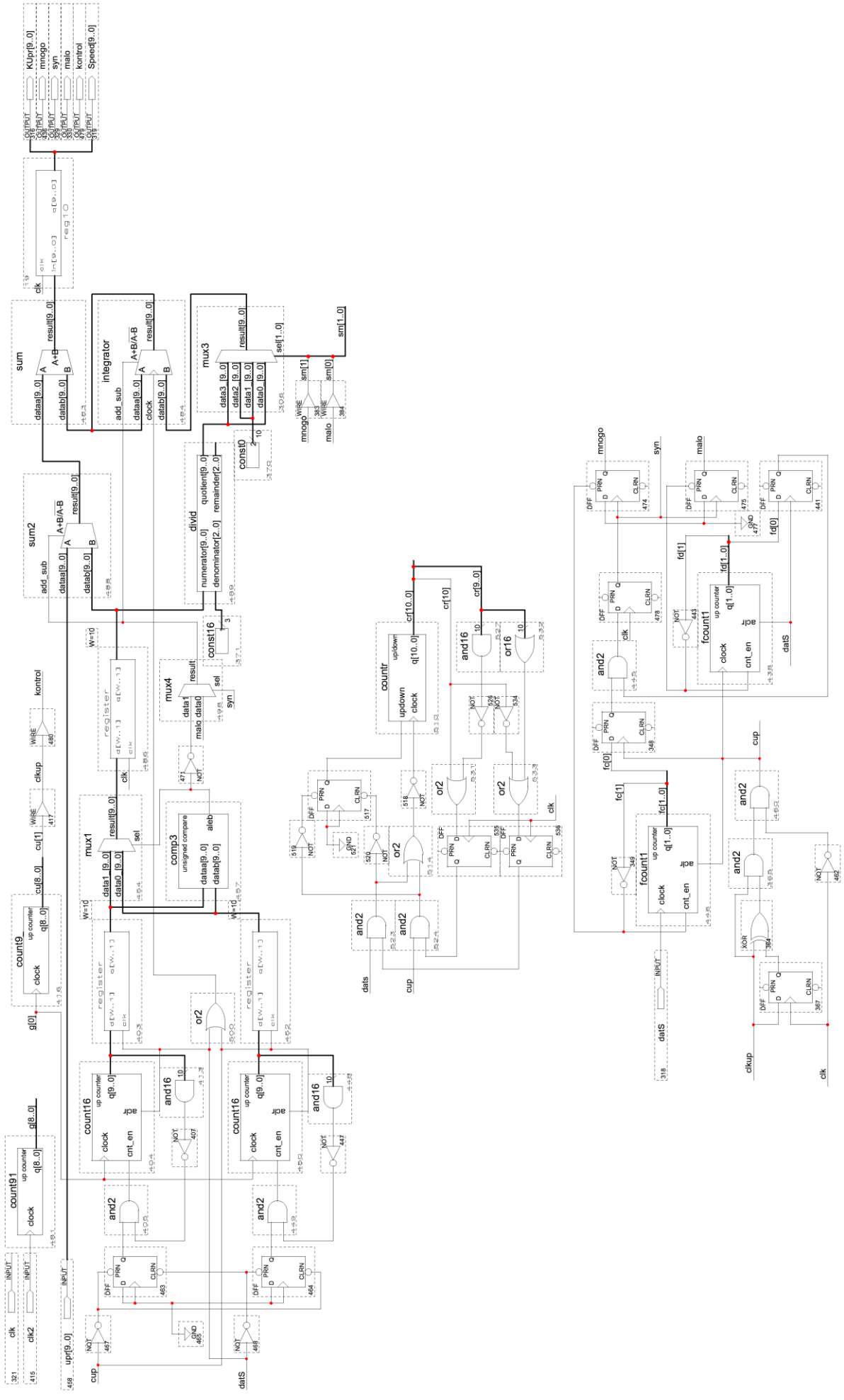


Рис. В.4. Схема блока «Обратная связь» (obrsyuas2)

Приложение Д

Параметры двигателя HSM150



Рис. Д.1. Внешний вид двигателя

Быстродействующий серводвигатель чешского производства.

Таблица Д.1

| Параметр | Ед. изм. | Значение |
|--|--------------------|--------------------------|
| Номинальное напряжение U_N | В | 24 |
| Номинальный момент M_N | Нм | $\geq 0,39$ |
| Номинальная частота вращения n_N | мин ⁻¹ | ~ 3650 |
| Номинальный ток I_N | А | $\sim 8,5$ |
| Номинальная мощность P_N | Вт | ≥ 140 |
| КПД | % | ≥ 70 |
| Диапазон изменения напряжения | В | $U_N \pm 50\%$ |
| Частота вращения холостого хода | мин ⁻¹ | ~ 4600 |
| Максимальная частота вращения | мин ⁻¹ | 7000 (при 36В) |
| Максимальный момент (при U_N) | Нм | $\geq 2,2$ |
| Максимальный импульсный ток | А | 40 (при 24В) |
| Момент инерции якоря | кгм ² | $\leq 130 \cdot 10^{-7}$ |
| Электрическая постоянная времени | мкс | ≤ 140 |
| Электромеханическая постоянная времени | мс | $\leq 2,9$ |
| Сопротивление якоря при 20 °С | Ω | $\leq 0,7$ |
| Ток холостого хода | А | $\leq 0,8$ |
| Мощность холостого хода | Вт | ≤ 24 |
| Индуктивность | мкГн | ≤ 90 |
| Постоянная частоты вращения | рад/В.с | $20^{+1,16}_{-1,02}$ |
| Момент статического трения | Нм | $\leq 0,016$ |
| Максимальное угловое ускорение | рад/с ² | $\geq 169\ 000$ |
| Součinitel růstu výkonu | кВт/с ² | ≥ 372 |
| Частота собственного механического резонанса | Гц | ≥ 1700 |
| Температура якоря | °С | ≤ 130 |
| Температура статора | °С | ~ 70 |
| Тепловое сопротивление ротор – статор | °С/Вт | $\leq 0,7$ |
| Тепловое сопротивление статор – воздух | °С/Вт | $\leq 0,6$ |

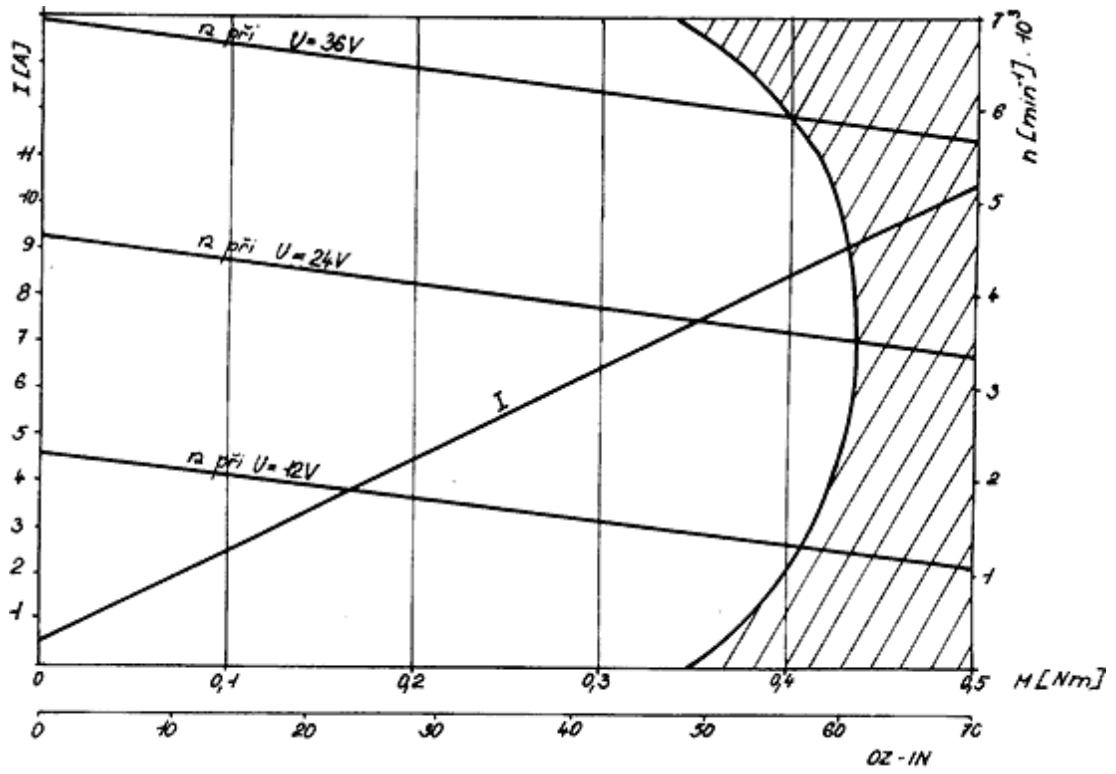


Рис. Д.2. Характеристики двигателя HSM150

Приложение Е

Акты об использовании результатов диссертационной работы

ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор ЧДТУ проф., д.т.н.

О. І. Денисов

2004 р.



АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи
Ревка А. С. „Квазірезонансні імпульсні перетворювачі для систем
точного електроприводу постійного струму” в учбовому процесі
Чернігівського державного технологічного університету

Ми, що нижче підписалися, декан факультету електронних і інформаційних технологій к.т.н., доц. Бивойно П. Г., заст. зав. каф. промислової електроніки, ст. викл. Савенко О. В., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Ревка А. С., яка присвячена дослідженню квазірезонансних імпульсних перетворювачів з метою їх використання в точному електроприводі постійного струму, впроваджені в учбовий процес кафедри.

У курсі "Системи перетворювальної техніки" в лекціях, на практичних заняттях і в курсовому та дипломному проектуванні використовуються результати аналізу електромагнітних процесів у системі, що складається з квазірезонансного імпульсного перетворювача, який перемикається за нульовим струмом, та двигуна постійного струму; використовуються отримані імпульсні механічні характеристики та макети системи електроприводу з КРІП.

Декан ФЕІТ, к.т.н., доц.

Бивойно П. Г.

Заст. зав. кафедрою
промислової електроніки

Савенко О. В.

УЗГОДЖЕНО

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової
роботи ЧДТУ, доцент

Заступник директора СНВМП



А. І. Сатюков

2004 р.



В. М. Зволинський

2004 р.

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

Ми, що нижче підписалися, комісія у складі:

– представник СНВМП “СОЛІНГ”

Юшкалюк Ж.Н. – ведучій інженер

Черкаська В.Ю. – інженер

– представники Чернігівського державного технологічного університету

Денисов Ю. О. – керівник робіт;

Ревко А. С. – інженер НДЧ;


Склали цей акт про те, що науково–дослідна робота «Розробка квазірезонансного імпульсного перетворювача для системи точного електроприводу постійного струму», що виконана за договором № 145 від 5 січня 2004 р. рекомендована до впровадження в дослідне виробництво медичного та харчового обладнання.

Від виконавця

Від замовника

Керівник робіт

Ведучій інженер


 Ю. О. Денисов


 Ж.Н. Юшкалюк

Інженер-НДЧ

Інженер


 А. С. Ревко


 В.Ю. Черкаська

Перший віце-президент,
Директор по технічним питанням
ВАТ «ЧеЗаРа»



[Signature]
А.О. Свириденко

« 3 » червня 2004 р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Ревка А. С.
„Квазірезонансні імпульсні перетворювачі для систем точного
електроприводу постійного струму”

Ми, що нижче підписалися, представники ВАТ «ЧеЗаРа» головний конструктор Андрійченко В.М., нач. лабораторії Палій А.Є. склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи асист. каф. промислової електроніки Чернігівського державного технологічного університету Ревка А. С., „Квазірезонансні імпульсні перетворювачі для систем точного електроприводу постійного струму”, рекомендовані до використання в розробках відкритого акціонерного товариства „Чернігівський завод радіоприладів”.

Під час розроблення на підприємстві „ЧеЗаРа” нової радіоелектронної апаратури та модернізації старої рекомендовано використовувати результати, отримані в дисертаційній роботі Ревка А. С., а саме систему електроприводу постійного струму з квазірезонансним імпульсним перетворювачем.

Головний конструктор ВАТ «ЧеЗаРа» *[Signature]* В.М. Андрійченко

Начальник лабораторії

[Signature] А.Є. Палій

Приложение Ж

Фотографии макета квазирезонансного импульсного преобразователя с двигателем постоянного тока

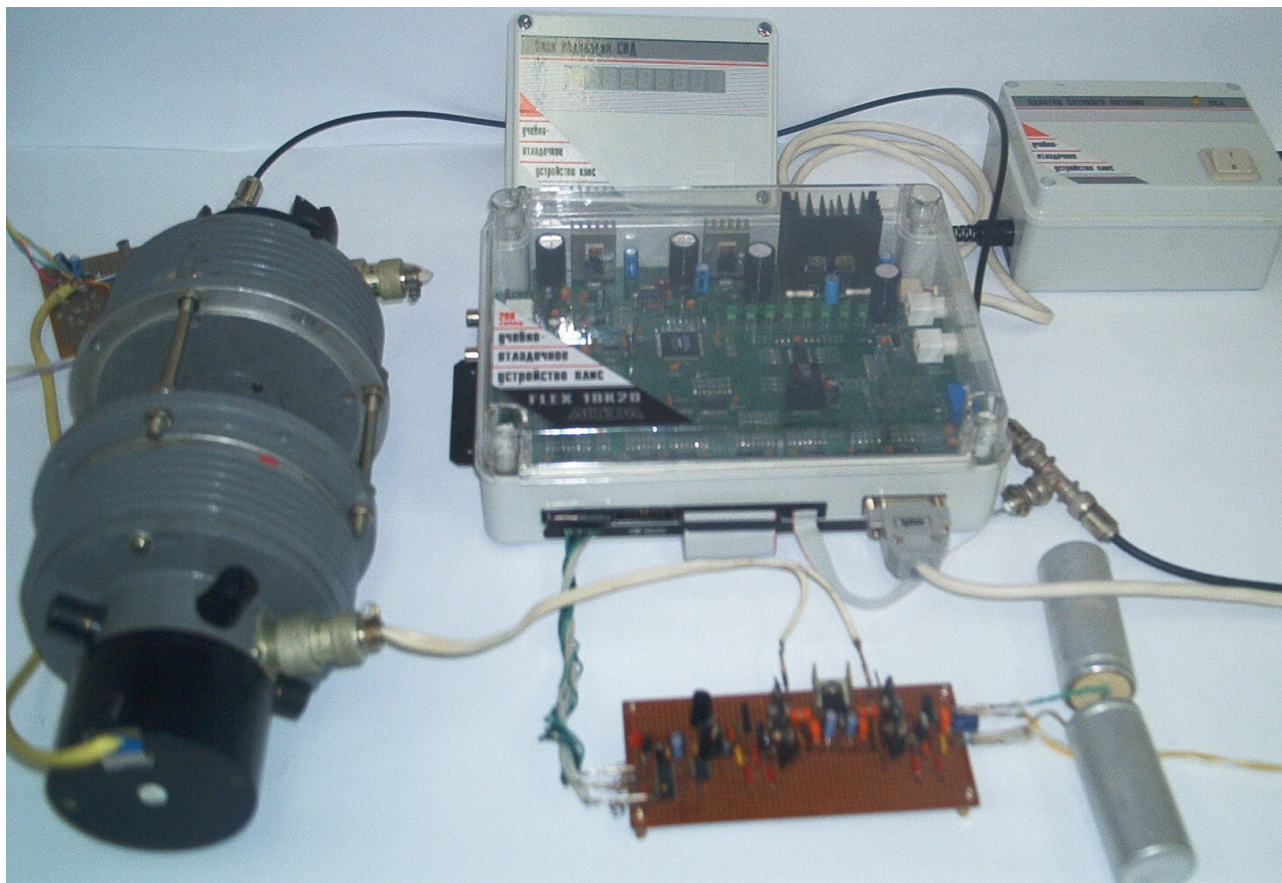


Рис. Ж.1. Общий вид макета

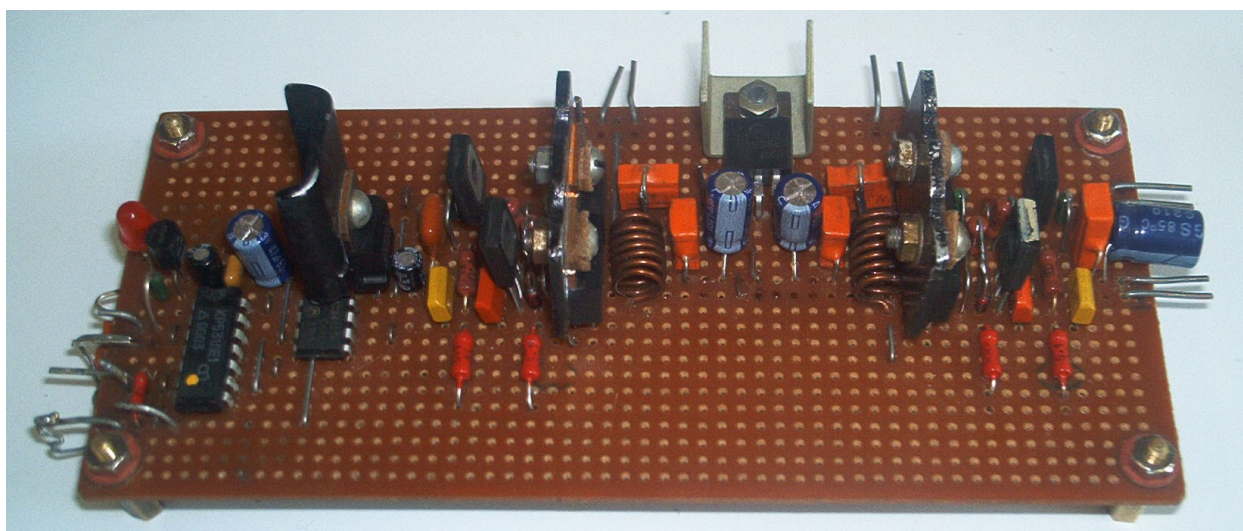


Рис. Ж.2. Реверсивный двухполупериодный КРИП-ПНТ



Рис. Ж.3. Учебно-отладочное устройство ПЛИС