

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Сибирский государственный индустриальный университет»



На правах рукописи

**НУСРАТОВ Пайрав Рухонидинович**

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ МАШИН**

05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научные руководители:  
доктор технических наук,  
профессор Е. В. Пугачёв  
кандидат технических наук  
А. С. Иванов

Новокузнецк – 2016

## ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
Цель, задачи и основные положения диссертации .....	7
ГЛАВА 1. ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ В ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ УСТАНОВКАХ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ.....	13
1.1. Классификация шахтных подъемных установок с возможностью рекуперации электроэнергии.....	13
1.2. Эффект от рекуперации в подъемных установках при спуске сосуда с концевой нагрузкой.....	15
1.2.1. Экономия электроэнергии в однососудной подъемной установке вертикального и наклонного стволов.....	16
1.2.2. Экономия электроэнергии в однососудной подъемной установке с противовесом.....	18
1.2.3. Экономия электроэнергии в однососудной подъемной установке с несколькими горизонтами.....	20
1.2.4. Экономия электроэнергии в двухсосудной подъемной установке структуры скип – клеть.....	21
1.2.5. Экономия электроэнергии в двухсосудной подъемной установке структуры скип – скип.....	23
1.3. Анализ современного состояния и направлений развития электроприводов шахтного подъема в режиме рекуперативного торможения.....	26
1.3.1. Система электропривода матричный преобразователь частоты – асинхронный двигатель.....	28
1.3.2. Система электропривода двухзвенный преобразователь частоты – асинхронный двигатель.....	31
1.3.3. Анализ эффективности существующего электропривода в режиме рекуперативного торможения.....	38

1.4. Усовершенствованный электропривод переменного тока на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии.....	40
1.5. Анализ электромеханического взаимодействия процессов в электроприводе шахтного подъема.....	46
1.6. Анализ систем автоматического управления шахтной подъемной машиной.....	47
Выводы по первой главе.....	50
Цели и задачи диссертационного исследования.....	52
ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ.....	53
2.1. Математическая модель звена рекуперации электроэнергии.....	53
2.2. Математическая модель механической системы подъемной установки в режиме рекуперативного торможения.....	58
2.3. Построение математической модели электромеханической системы шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения.....	66
Выводы по второй главе.....	69
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ .....	70
3.1. Система управления электропривода с прямым управлением моментом (ПУМ).....	70
3.2. Разработка функциональной схемы модифицированной системы управления скоростью сосудов шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения.....	79
3.3. Синтез регуляторов системы управления электроприводом шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения.....	83

3.3.1. Синтез регуляторов контура ПУМ системы управления электроприводом шахтной подъемной машины.....	83
3.3.2. Исследование динамики синтезируемых регуляторов.....	91
Выводы по третьей главе.....	100
ГЛАВА 4. МОДЕЛЬНЫЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ.....	102
4.1. Пакет визуального программирования <i>Power Simulation</i> .....	102
4.1.1. Динамический анализ усовершенствованного электропривода.....	103
4.2. Разработка имитационной модели системы электропривода шахтной подъемной машины в среде <i>Matlab/Simulink</i> .....	106
4.3. Исследование динамических режимов работы системы электропривода шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения.....	112
4.4. Экспериментальные исследования системы электропривода.....	117
4.4.1. Программа эксперимента.....	117
4.4.2. Описание экспериментальной установки.....	117
4.4.3. Результаты экспериментальных исследований.....	122
Выводы по четвертой главе.....	123
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	125
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	128
ПРИЛОЖЕНИЕ №1. Акт о внедрении результатов работы в учебный процесс ФГБОУ ВПО «СибГИУ».....	140
ПРИЛОЖЕНИЕ №2. Акт о внедрении результатов работы в ООО «Научно-производственная фирма «ИНТЕХСИБ» .....	141

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АД (Асинхронный двигатель)
- ШПМ (Шахтная подъемная машина)
- ШПУ (Шахтная подъемная установка)
- ЭМС (Электро механическая система)
- ДПЧ (Двухзвенный преобразователь частоты)
- МПЧ (Матричный преобразователь частоты)
- АВН (Активный выпрямитель напряжения)
- ЗРЭ (Звено рекуперации электроэнергии)
- СУЗРЭ (Система управления звена рекуперации электроэнергии)
- САУ (Система автоматического управления)
- АИН (Автономный инвертор напряжения)
- ДТ (Датчик тока)
- РС (Регулятор скорости)
- РМ (Регулятор момента)
- РП (Регулятор потокосцепления)
- DTC (Direct torque control)
- ПУМ (прямое управление моментом)
- ВНК (Вычислитель не наблюдаемых координат)
- IGBT (Insulate gate bipolar transistor)
- ШИМ (Широтно – импульсная модуляция)
- ФИ (Формирователь импульса)

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** В соответствии с энергетической стратегией России на период до 2030 года снижение энергоемкости, повышение эффективности использования энергоносителей и энергосбережение в промышленности являются важнейшими стратегическими направлениями. В то же время распространена практика использования электропривода подъемно – транспортных механизмов, когда электроэнергия, генерируемая электродвигателем при спуске груза или при торможении, рассеивается в виде тепла на блоках тормозных сопротивлений. Так, по данным ЗАО «ЭРАСИБ», суммарные годовые непроизводительные потери электроэнергии в действующем электроприводе шахтной подъемной машины (ШПМ) 2Ц-5\*2,3 шахты «Осинниковская» составляют около 3000000 кВт·часов (подъемная машина оснащена асинхронными электродвигателями с фазным ротором).

Одним из основных путей повышения энергоэффективности ШПМ является внедрение преобразователя частоты и системы управления электроприводом ШПМ, которые в совокупности позволяют рекуперировать электроэнергию в питающую сеть в режиме генераторного торможения.

В настоящее время существует ряд таких систем электропривода ШПМ, обеспечивающих рекуперацию электрической энергии в питающую сеть. При этом эффективность работы электропривода ШПМ в таком режиме определяется функциональными возможностями частотного преобразователя, алгоритмом его управления, системой управления скоростью сосудов ШПМ и точностью настройки регуляторов системы управления.

Таким образом, задача разработки и исследования энергосберегающего электропривода ШПМ, работающего в режиме генераторного торможения с возможностью рекуперации электроэнергии, являются актуальной.

**Степень разработанности.** Исследованиями и разработкой систем управления электроприводами переменного тока занимались отечественные и зарубежные ученые О.И. Осипов, Г.Г. Соколовский, А.А. Ефимов, Н.Ф. Ильинский, Р.Т. Шрейнер, М.В. Гельман, В.К. Bose, M. Venturini, W. Kollar и др. Применительно к горным машинам исследования проводились В.Г. Каширских, Е.К. Ещиным, В.И. Островлянчиком, Е.В. Пугачевым, В.М. Завьяловым и др. Мировые концерны в области электротехники, такие как *ABB* и *Siemens*, также ведут исследования в данном направлении. Наиболее проработанным является проект немецкого концерна *Siemens*, посвященный разработке и созданию энергосберегающего электропривода на основе двухзвенного преобразователя частоты с модулем рекуперации «*Active Infeed*».

Однако, несмотря на большой объем исследований, задача разработки автоматизированного электропривода ШПМ, работающего в режиме генераторного торможения с возможностью рекуперации электроэнергии, до конца не решена.

**Цель работы** заключается в разработке и исследовании автоматизированного электропривода переменного тока ШПМ на основе преобразователя частоты и системы управления скоростью сосудов, которые обеспечивают в совокупности повышенную отдачу энергии торможения в питающую сеть.

**Идея работы** заключается в применении двухзвенного преобразователя частоты с усовершенствованной структурой и системы управления электроприводом ШПМ, которые обеспечивают в совокупности повышенную отдачу энергии торможения в питающую сеть.

Поставленная цель определяет следующие основные **задачи работы**:

1. Провести критический анализ режимов работы электропривода ШПМ с точки зрения возможности рекуперации электроэнергии в питающую сеть.

2. Исследовать силовой канал системы электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения, включающий двухзвенный преобразователь частоты с усовершенствованной структурой и асинхронный электродвигатель.

3. Разработать математическую модель системы электропривода ШПМ, учитывающую в режиме рекуперативного торможения изменение величины конечной нагрузки ШПМ, переменную жесткость канатов и процессы, протекающие в преобразователе частоты с усовершенствованной структурой.

4. Создать модифицированную систему управления скоростью сосудов ШПМ, компенсирующую в режиме рекуперативного торможения влияние конечной нагрузки.

5. Разработать методику настройки регуляторов модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ.

6. Произвести оценку эффективности разработанной системы управления скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения на имитационной модели и экспериментальной лабораторной установке.

**Научная новизна работы** заключается в следующем:

1. Разработан алгоритм управления двухзвенным преобразователем частоты с усовершенствованной структурой, отличающейся тем, что позволяет увеличить ток, рекуперированный в питающую сеть при торможении асинхронного электродвигателя.

2. Разработана математическая модель системы электропривода ШПМ, отличающаяся тем, что учитывает в режиме рекуперативного торможения изменение величины конечной нагрузки ШПМ, переменную жесткость канатов и процессы, протекающие в преобразователе частоты с усовершенствованной структурой.

3. Создана модифицированная система управления скоростью сосудов ШПМ, отличающаяся тем, что компенсирует в режиме рекуперативного торможения влияние конечной нагрузки.



4. Разработана методика настройки регуляторов модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ, отличающаяся тем, что настройка регуляторов осуществляется в три этапа и учитывает влияние внутренней обратной связи по моменту сил упругости.

#### **Теоретическая и практическая значимость работы.**

1. Разработанный двухзвенный преобразователь частоты с усовершенствованной структурой обладает лучшими энергетическими и функциональными показателями по сравнению с существующим преобразователем частоты на основе активного выпрямителя напряжения (защищено патентом на изобретение).

2. Разработанная математическая модель системы электропривода ШПМ может быть использована при исследовании динамических процессов, протекающих в трехмассовой упругой системе подъемной установки в режиме рекуперативного торможения, а также в учебном процессе для обучения студентов по специальности 130400 – Горное дело (специализация «Электрификация и автоматизация горного производства») и повышения квалификации специалистов в области шахтного подъема.

3. Разработанная методика настройки регуляторов системы управления электроприводом ШПМ, отличающаяся поэтапным синтезом контуров регулирования, обеспечивает минимальные колебания в упругих элементах кинематической цепи подъемной установки по сравнению с существующими методами настройки системы управления электроприводом в режиме рекуперативного торможения.

**Методология и методы исследования.** Проведенные исследования основывались на общих положениях теорий электропривода, электрических машин, автоматического управления, численном моделировании, натурном эксперименте. Компьютерное моделирование и экспериментальные исследования осуществлялись с использованием комплекса программ *PSIM/SimView* и *Matlab/Simulink*.

**Научные положения, выносимые на защиту:**

1. Алгоритм управления двухзвенным преобразователем частоты с усовершенствованной структурой позволяет увеличить ток, рекуперлируемый в питающую сеть при торможении асинхронного электродвигателя, на 8%.

2. Разработанная математическая модель системы электропривода ШПМ, учитывающая в режиме рекуперативного торможения изменение величины конечной нагрузки ШПМ, переменную жесткость канатов и процессы, протекающие в преобразователе частоты с усовершенствованной структурой, позволяет осуществлять анализ и синтез систем управления скоростью сосудов ШПМ с погрешностью, не превышающей 10%.

3. Предложенная модифицированная система управления скоростью сосудов ШПМ позволяет компенсировать в режиме рекуперативного торможения влияние конечной нагрузки.

4. Разработанная методика настройки регуляторов модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ позволяет уменьшить пульсации электромагнитного момента на 10%.

**Достоверность и обоснованность научных положений, выводов и рекомендаций** подтверждаются корректным применением математических методов теории автоматического управления, теории электропривода, методов компьютерного моделирования, сравнением имитационного моделирования с результатами известных экспериментов, а также достаточной сходимостью результатов с экспериментальными исследованиями на лабораторной установке (расхождение в пределах 10%).

**Личный вклад автора** заключается в выполнении основного объема исследований, изложенных в диссертационной работе, анализе, обобщении полученных результатов и формулировке выводов, а также в личном участии в апробации результатов работы и подготовке основных публикаций по выполненной работе.

**Реализация результатов работы.** Результаты работы внедрены в опытно-конструкторские разработки предприятия ООО «Научно-

производственная фирма «ИНТЕХСИБ» при проектировании опытно-промышленного образца энергосберегающего электропривода переменного тока на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии.

**Апробация работы.** Основное содержание работы, ее отдельные положения и результаты докладывались и получили одобрение на следующих конференциях: международная научно - практическая конференция «Наукоемкие технологии разработки и использования минеральных ресурсов», проводимая в рамках выставки - ярмарки «Уголь России и Майнинг» (Новокузнецк, 2014 - 2015 гг.); XIII Международная научно-техническая конференция молодых специалистов. «ЕВРАЗ» (Новокузнецк, 2015 г.); VI Всероссийская научно-практическая конференция (Новокузнецк 2014 г.); Международная научно-практическая конференция «Проблемы и перспективы развития науки в России и мире» (Казань 8 октября 2015 г.); IX Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (Новосибирск 1-5 декабря 2015 г.); на семинарах кафедры Электромеханики СибГИУ.

**Публикации.** Результаты выполненных исследований отражены в 12 работах, в том числе в трех статьях, опубликованных в изданиях, рекомендованных ВАК РФ, 1 патент РФ на изобретение.

**Структура и объем диссертационной работы.** Диссертация состоит из введения, 4-х глав, заключения, выводов, списка литературы и приложений. Работа изложена на 139 страницах, иллюстрирована 9 таблицами и 71 рисунками. Библиографический указатель включает 110 наименований.

*Автор выражает искреннюю признательность за помощь, оказанную при выполнении исследований и подготовке рукописи диссертации, своим научным руководителям Е.В. Пугачёву и А.С. Иванову, коллективу кафедры электромеханики ФГБОУ ВПО СибГИУ, а также коллективу ООО «Научно-производственная фирма «ИНТЕХСИБ».*

*Отдельную благодарность автор выражает своим родителям и всем членам семьи за понимание и поддержку на протяжении всего периода работы над диссертацией.*

## ГЛАВА 1. ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ В ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ УСТАНОВКАХ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ

### 1.1. Классификация шахтных подъемных установок с возможностью рекуперации электроэнергии

Во всех развитых странах мира направление энергосбережения является одним из приоритетных направлений технической политики. Энергосбережение является наиболее дешевым и безопасным способом увеличения генерирующих мощностей, так как затраты на экономию 1 кВт мощности обходятся в 4-5 раз дешевле, чем стоимость вновь вводимого 1 кВт мощности [1].

ШПМ являются одними из основных потребителей электроэнергии на шахте. Даже небольшое относительное снижение их энергопотребления дает значительную экономию энергоресурсов. Например, для шахтных подъемных установок (ШПУ) с приводом мощностью 2000 кВт снижение электропотребления на 1 % дает абсолютную годовую экономию порядка 80-120 тыс. кВт·час [2]. Энергосбережение в электроприводах ШПМ сводится к определению возможных путей экономии электроэнергии при движении ветвей сосудов.

По количеству подъемных сосудов ШПУ делятся на [3,4]:

– *однососудные* без противовеса, когда подъемная машина приводит в движение одну ветвь каната с присоединенным к нему подъемным сосудом (рисунок.1.1. а);

– *однососудные* с противовесом, когда к концу одной из двух ветвей канатов вместо сосуда подвешивается противовес (рисунок. 1.1. б);

– *двухсосудные*, при которых предполагается приведение в движение одновременно двух сосудов одной подъемной машиной, груженный сосуд поднимается, порожний в это же время опускается (рисунок. 1.1. в).

Результаты проведенного анализа показали, что существуют несколько способов экономии электроэнергии в однососудных и двухсосудных ШПУ, а именно:

- экономия электроэнергии при спуске тяжелых грузов на большие расстояния (глубины);
- экономия электроэнергии в режиме замедления электропривода ШПУ.

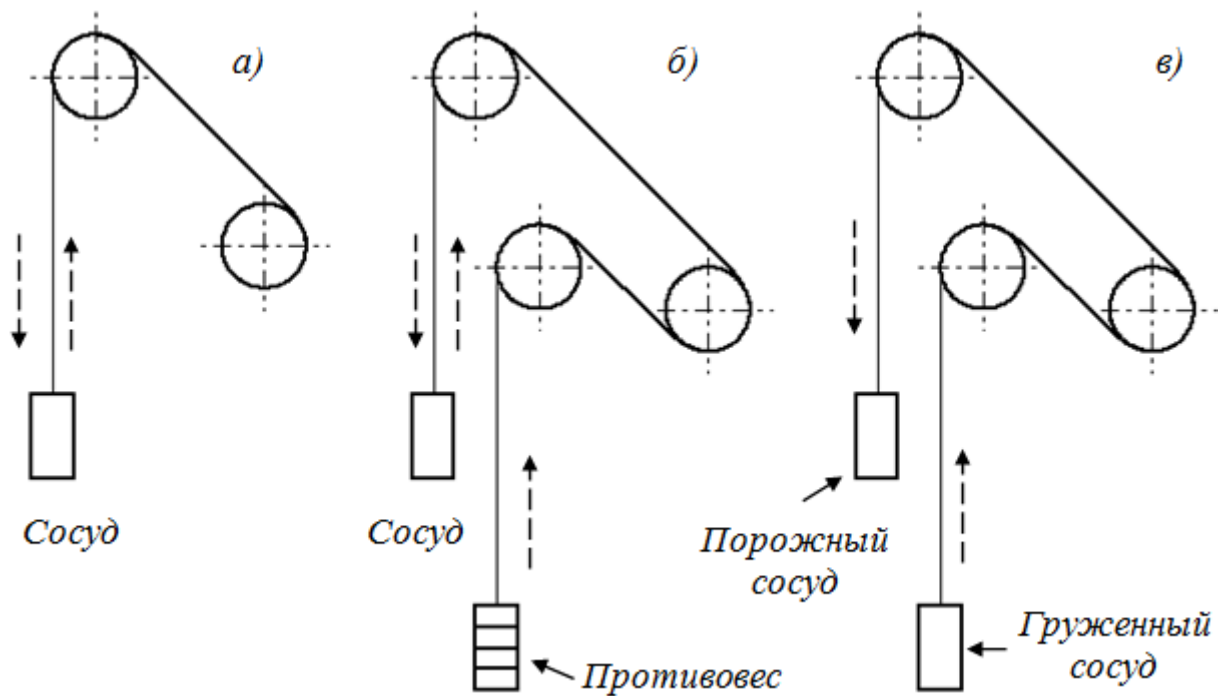


Рисунок 1.1 – Схемы подъемных установок: *а* – однососудной;

*б* – однососудной с противовесом; *в* – двухсосудной

Энергосбережение в однососудных подъемных установках без противовеса может быть достигнуто в процессе спуска конечной нагрузки. Потенциальная энергия спуска конечной нагрузки будет зависеть от двух основных величин: массы спускаемого груза и высоты спуска. Причем, чем больше упомянутые величины, тем эффект от рекуперации будет выше.

В однососудной подъемной установке с противовесом энергия рекуперации будет определяться в зависимости от соотношений массы конечной нагрузки и противовеса. Как известно масса противовеса

грузолюдских установок равна сумме массы сосуда и половины массы максимального расчетного груза, который спускается в сосуде. При транспортировании людей на грузолюдских подъемных установках допускается в отдельных случаях уменьшение массы противовеса до значения равного массе сосуда (клетки) с порожними вагонетками. Следовательно, в данном типе подъемной установки, также как и в установке без противовеса, спуск концевой нагрузки, обладающей большой массой, позволит получить энергию, рекуперлируемую в питающую сеть.

В двухсосудных подъемных установках, имеющих структуры скип-клеть и скип-скип, существуют несколько способов получения энергии рекуперации, а именно: при спуске концевой нагрузки, когда масса одного из сосудов превышает другой; при переходе электропривода ШПМ в режим замедления (ШПУ несколькими горизонтами).

Таким образом, при исследовании режимов работы электроприводов ШПМ, можно сделать вывод, что существуют два способа получения энергии рекуперации. Причем наибольший эффект от рекуперации достигается при спуске тяжелых грузов на большие высоты (высота спуска).

Для оценки экономического эффекта от рекуперлируемой электроэнергии в процессе торможения в качестве примера рассмотрены следующие структуры подъемных установок: однососудные подъемные установки вертикального и наклонного стволов; однососудные подъемные установки с противовесом; двухсосудные подъемные установки с несколькими горизонтами; двухсосудные подъемные установки структур скип – клеть и скип – скип.

## **1.2. Эффект от рекуперации в подъемных установках при спуске сосуда с концевой нагрузкой**

На основании положений динамики движения тел запишем основное уравнение движения сосудов подъемной установки при приложении к движущей системе внешних действующих сил и сил инерции [5]:

$$M_{\text{вр}} = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}}, \quad (1.1)$$

где  $M_{\text{вр}}$  – вращающий момент относительно оси вращения органов навивки, развиваемый двигателем (Н·м);  $M_{\text{ст}}, M_{\text{дин}}$  – соответственно статический и динамический моменты подъемной установки относительно той же оси (Н·м).

В основу расчетов положено основное динамическое уравнение академика М. М. Федорова для подъемных установок с постоянным радиусом навивки каната без учета уравнивающего каната и динамических составляющих:

$$F_{\text{дв}} = kQ_{\text{п}} - (H - 2h_x)p, \quad (1.2)$$

где  $F_{\text{дв}}$  – движущее усилие, создаваемое двигателем на окружности органа навивки (Н);  $k$  – коэффициент сопротивлений (при клетевом подъеме принят 1);  $Q_{\text{п}}$  – полезный вес поднимаемого (спускаемого груза) (кг);  $H$  – высота подъема (спуска) (м);  $h_x$  – расстояние, пройденное подъемными сосудами от приемных площадок (м);  $p$  – вес 1 м подъемного каната (кг/м).

Как известно всякий груз, спускаемый на некоторую высоту обладает потенциальной энергией. При этом величина, получаемой энергии зависит от двух основных параметров: массы спускаемого груза  $m_{\text{гр}}$  и высоты  $h$ , с которой опускается груз. Определим основные выражения для расчета экономии электроэнергии в одноконцевых и двухконцевых подъемных установок.

### **1.2.1. Экономия электроэнергии в однососудной подъемной установке вертикального и наклонного стволов**

Схема однососудной вертикальной подъемной установки, оборудованной клетью, представлена на рисунке 1.2.

Энергия рекуперации при спуске клетки с грузом массой  $m_{\text{гр}}$  определяется выражением:



$$P_{\text{рек}} = W_{\text{клет}} + W_{\text{кан}}, \quad (1.3)$$

где  $W_{\text{клет}}$  – потенциальная энергия клетки (кДж);  $W_{\text{каната}}$  – потенциальная энергия каната (кДж).

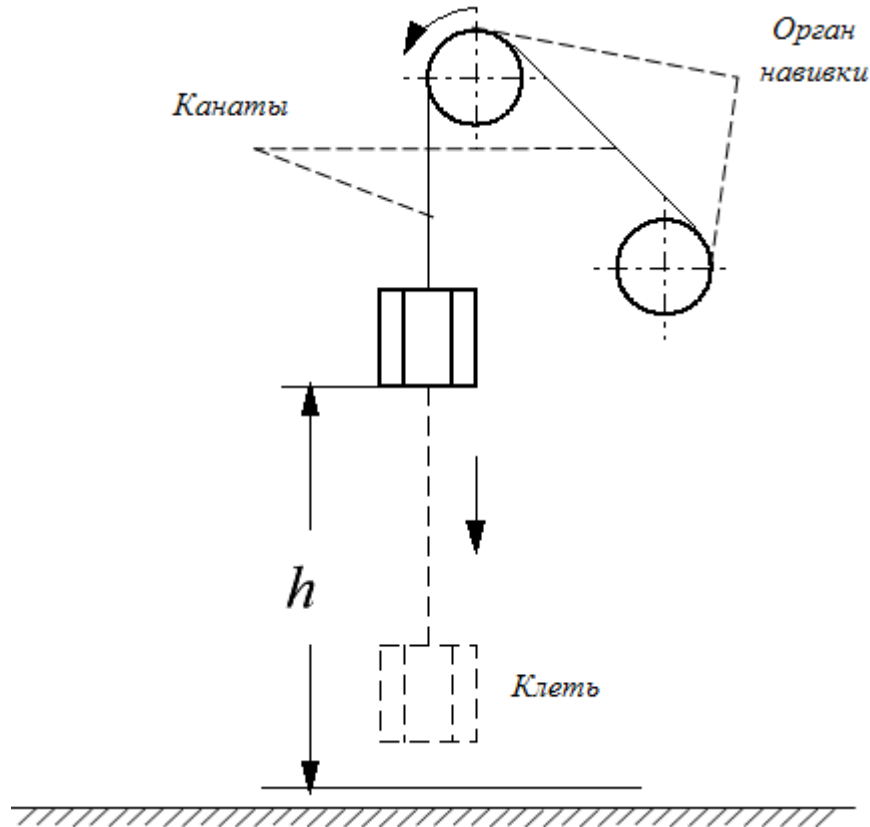


Рисунок 1.2 – Схема однососудной вертикальной подъемной установки

Потенциальная энергия спуска клетки с полезным грузом определяется следующим образом:

$$W_{\text{клет}} = (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh, \quad (1.4)$$

где  $m_{\text{кл}}$  – масса клетки (кг);  $m_{\text{ваг}}$  – масса вагонетки (кг);  $m_{\text{гр}}$  – масса груза (кг);  $g$  – ускорение свободного падения ( $9.81 \text{ м/с}^2$ );  $h$  – высота спуска сосуда (м).

С учетом того, что масса каната возрастает на каждом участке высоты спуска, потенциальную энергию при этом можно выразить следующим образом:

$$W_{\text{кан}} = \int_0^h m_{\text{кан}} g h dh = m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2}, \quad (1.5)$$

где  $m_{\text{кан}}$  – соответствующая масса на 1 м длины каната (10 кг/м).

В соответствии с выражениями (1.3-1.5) получим следующее уравнение:

$$\begin{aligned} P_{\text{рек}} &= W_{\text{клет}} + W_{\text{кан}} = (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh + m_{\text{кан}}g \cdot \frac{h^2}{2} = \\ &= (m_{\text{кл}}g + m_{\text{ваг}}g + m_{\text{гр}}g) \cdot h + m_{\text{кан}}g \cdot \frac{h^2}{2}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Энергия рекуперации спуска клетки с грузом массой  $m_{\text{гр}}$  в наклонных подъемных установках определяется следующим образом:

$$P_{\text{рек}} = W_{\text{клет}} + W_{\text{кан}} = ((m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh + m_{\text{кан}}g \cdot \frac{h^2}{2}) \cdot \sin\alpha, \quad (1.7)$$

где  $\alpha$  – угол наклона шахтного ствола (в данном примере  $\alpha = 30^\circ$ ).

Выражение, характеризующее экономию электроэнергии при N-ом количестве спусков в сутки при работе подъемной установки, будет выглядеть следующим образом:

$$\mathcal{E}_{\text{эл}} = P_{\text{рек}} \cdot N_{\text{спуск}} \cdot t_{\text{эл}}, \quad (1.8)$$

где  $N_{\text{спуск}}$  – количество спусков в сутки работы,  $t_{\text{эл}}$  – тариф на электроэнергию (руб/кВт·час).

### 1.2.2. Экономия электроэнергии в односудной подъемной установке с противовесом

Схема клетевой подъемной установки с противовесом представлена на рисунке 1.3. Рассматривается процесс спуска сосуда (клет) с груженой вагонеткой. Энергию рекуперации спуска клетки с полезным грузом определяем следующим образом:

$$P_{\text{рек}} = W_{\text{кл}} - W_{\text{пр}}, \quad (1.9)$$

где  $W_{\text{кл}}$  – потенциальная энергия при спуске клетки с грузом (кДж),  $W_{\text{пр}}$  – потенциальная энергия при подъеме противовеса (кДж).

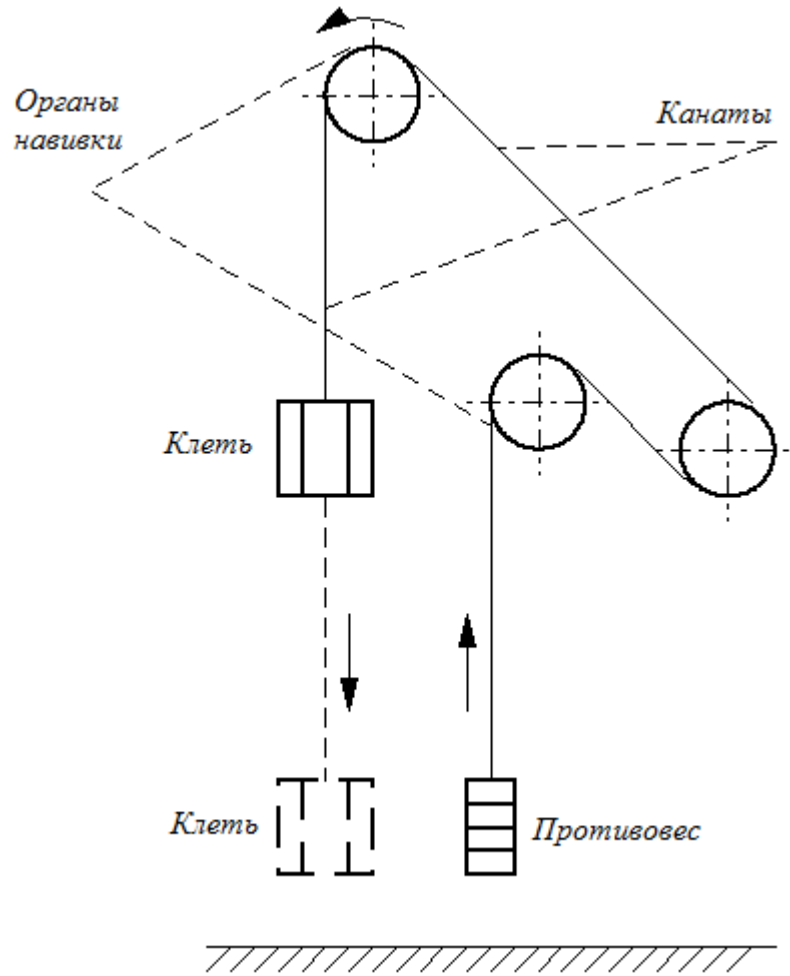


Рисунок 1.3 – Схема однососудной подъемной установки с противовесом

Потенциальная энергия спуска клетки с грузом определяется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 W_{\text{кл}} &= (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh + \int_0^h m_{\text{кан}} g h dh = \\
 &= m_{\text{кл}} gh + m_{\text{ваг}} gh + m_{\text{гр}} gh + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2}.
 \end{aligned} \quad (1.10)$$

Потенциальная энергия при подъеме противовеса:

$$\begin{aligned}
 W_{\text{пр}} &= m_{\text{пр}} gh + \int_0^h m_{\text{кан}} g (h_0 - h) \cdot dh = \\
 &= m_{\text{пр}} gh + m_{\text{кан}} g h_0 h - m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2},
 \end{aligned} \quad (1.11)$$

где  $m_{\text{пр}}$  – масса противовеса (кг);  $h_0$  – общая высота подъема-спуска (м), постоянное число ( $h_0 = 340$  м), введено для учета изменения массы каната в ветвях сосуда (клет) с грузом и противовеса.

Подставляя выражения (1.10) и (1.11) в (1.9), получим:

$$P_{\text{рек}} = W_{\text{кл}} - W_{\text{пр}} = m_{\text{кл}}gh + m_{\text{ваг}}gh + m_{\text{гр}}gh + \\ + m_{\text{кан}}g\frac{h^2}{2} - m_{\text{пр}}gh - m_{\text{кан}}gh_0h + m_{\text{кан}}g\frac{h^2}{2}. \quad (1.12)$$

### 1.2.3. Экономия электроэнергии в односудной подъемной установке с несколькими горизонтами

Схема односудной подъемной установки по структуре клеть-противовес с четырьмя горизонтами представлена на рисунке 1.4. Экономия электрической энергии в данной структуре возможна в режиме замедления подъемной машины на каждом горизонте.

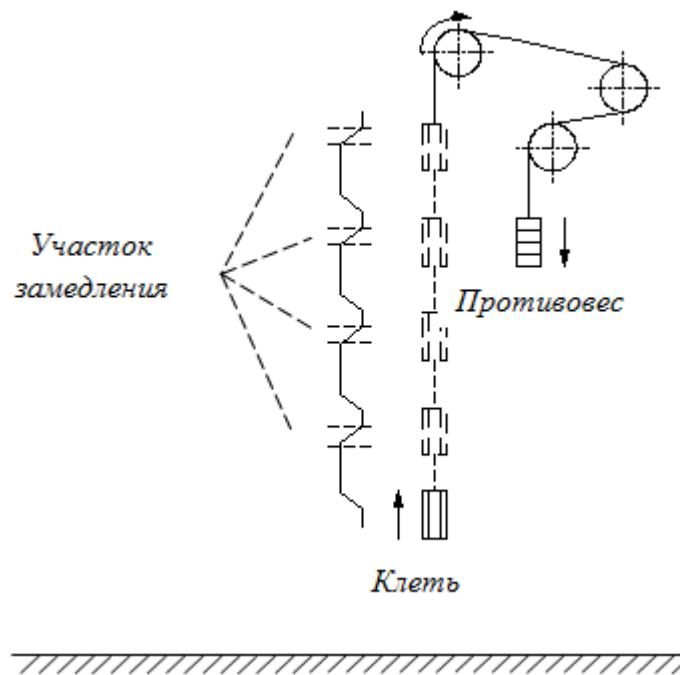


Рисунок 1.4 – Схема односудной подъемной установки с четырьмя горизонтами

Энергию рекуперации подъема клетки с полезным грузом определяем следующим образом:

$$P_{\text{рек}} = W_{\text{клеть}} - W_{\text{противовес}}, \quad (1.13)$$

где  $W_{\text{клеть}}$  – энергия, затрачиваемая на подъем клетки с грузом (кДж),  $W_{\text{противовес}}$  – энергия, затрачиваемая при спуске противовеса (кДж), определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} W_{\text{клеть}} &= (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh_{\text{замед}} + \int_0^{h_{\text{замед}}} m_{\text{кан}} gh_{\text{замед}} dh = \\ &= m_{\text{кл}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{ваг}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{гр}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h_{\text{замед}}^2}{2} \end{aligned} \quad (1.14)$$

$$\begin{aligned} W_{\text{противовес}} &= m_{\text{пр}} gh_{\text{замед}} + \int_0^{h_{\text{замед}}} m_{\text{кан}} g(h_1 - h_{\text{замед}}) \cdot dh = \\ &= m_{\text{пр}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{кан}} gh_1 h_{\text{замед}} - m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h_{\text{замед}}^2}{2}, \end{aligned} \quad (1.15)$$

где  $h_1$  – общая протяженность участка замедления (м), постоянное число ( $h_1 = 40$  м), введено для учета изменения массы каната в ветвях сосуда (клетки) с грузом и противовеса.

Подставляя выражения (1.14) и (1.15) в (1.13) получим энергию рекуперации на участке замедления для первого горизонта:

$$\begin{aligned} P_{\text{рек}} &= m_{\text{кл}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{ваг}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{гр}} gh_{\text{замед}} + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h_{\text{замед}}^2}{2} - \\ &- m_{\text{пр}} gh_{\text{замед}} - m_{\text{кан}} gh_1 h_{\text{замед}} + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h_{\text{замед}}^2}{2}. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Таким же образом определяются значения энергии рекуперации в других горизонтах подъемной установки, но с учетом изменения высоты подъема изменяющейся в каждом горизонте.

#### 1.2.4. Экономия электроэнергии в двухсосудной подъемной установке структуры «скип – клеть»

Подъем груженого скипа сопровождается спуском порожней клетки (рисунок 1.5). Энергию рекуперации при подъеме груженого скипа определяем следующим образом:

$$P_{\text{рек}} = W_{\text{скип}} - W_{\text{клеть}}, \quad (1.17)$$

где  $W_{\text{скип}}$  – энергия, затрачиваемая на подъем скипа с грузом (кДж),  $W_{\text{клеть}}$  – энергия, затрачиваемая на спуск пустой клетки (кДж), определяются следующим образом:

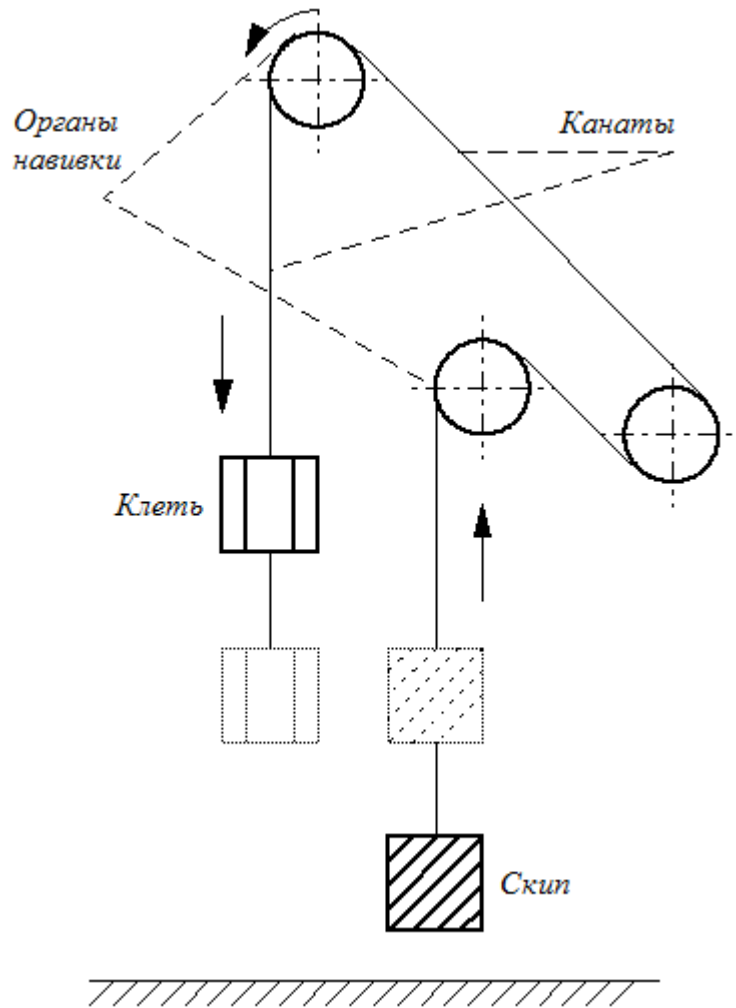


Рисунок 1.5 – Схема двухсосудной подъемной установки

$$\begin{aligned}
 W_{\text{скип}} &= (m_{\text{скип}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh + \int_0^h m_{\text{кан}} g h d h = \\
 &= (m_{\text{скип}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2},
 \end{aligned} \tag{1.18}$$

где  $m_{\text{скип}}$  – масса скипа без учета массы полезного груза (кг).

$$\begin{aligned}
 W_{\text{клеть}} &= (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}}) \cdot gh + \int_0^h m_{\text{кан}} g (h_0 - h) \cdot dh = \\
 &= (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}}) \cdot gh + m_{\text{кан}} g h_0 h - m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2}.
 \end{aligned} \tag{1.19}$$

Подставляя выражения (1.18) и (1.19) в (1.17) получим:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{рек}} = W_{\text{скип}} - W_{\text{клеть}} &= (m_{\text{скип}} + m_{\text{гр}}) \cdot gh + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2} - \\
 &- (m_{\text{кл}} + m_{\text{ваг}}) \cdot gh - m_{\text{кан}} g h_0 h + m_{\text{кан}} g \cdot \frac{h^2}{2}.
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

### 1.2.5. Экономия электроэнергии в двухсосудной подъемной установке структуры «скип – скип»

Схема двухсосудной подъемной установки по структуре скип-скип представлена на рисунке 1.6. Экономия электрической энергии в данной структуре возможна в режиме замедления подъемной машины. Участок ( $t_2-t_3$ ) на рисунке 1.7 соответствует участку замедления (рассмотрена простая трехпериодная тахограмма скорости подъемной установки).

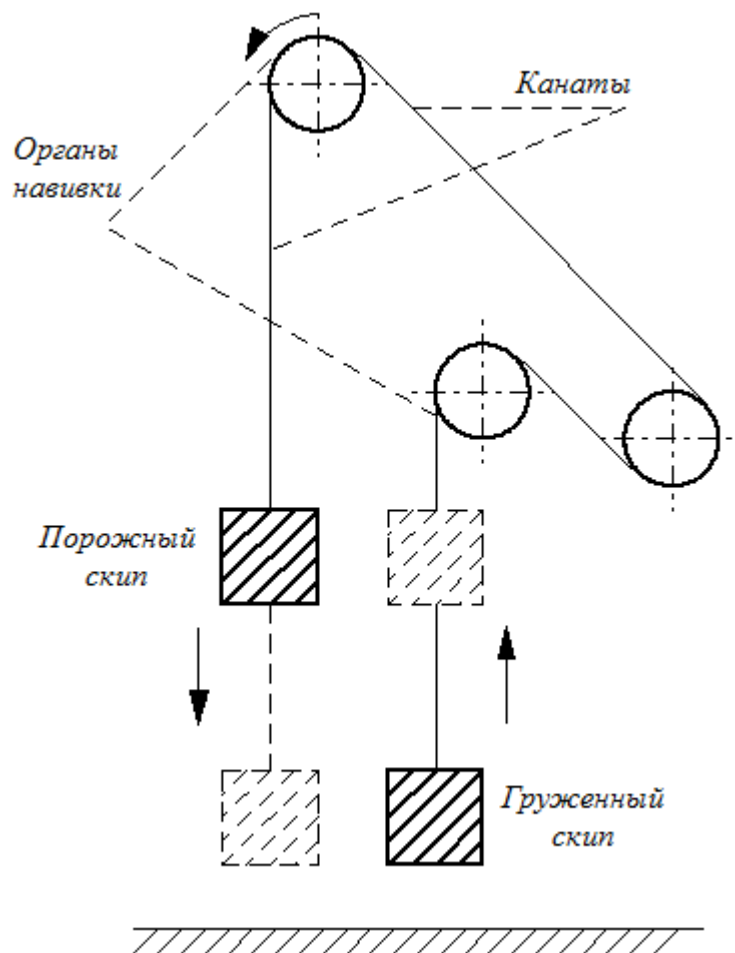


Рисунок 1.6 – Схема двухсосудной подъемной установки по структуре скип – скип

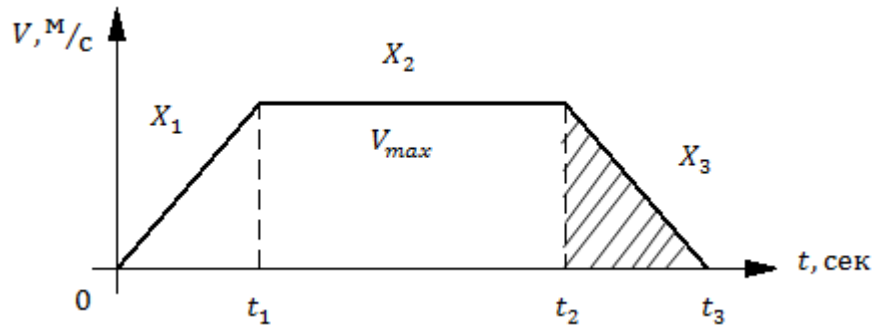


Рисунок 1.7 – Трехпериодная тахограмма скорости подъемной установки

Энергию рекуперации при подъеме грузеного скипа определяем следующим образом:

$$P_{рек} = W_{груз} - W_{порож} \quad (1.21)$$

$$\begin{aligned} W_{груз} &= (m_{скип} + m_{гр}) \cdot gh_{замед} + \int_0^{h_{замед}} m_{кан} gh_{замед} dh = \\ &= (m_{скип} + m_{гр}) \cdot gh_{замед} + m_{кан} g \cdot \frac{h_{замед}^2}{2}, \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$\begin{aligned} W_{порож} &= m_{скип} gh_{замед} + \int_0^{h_{замед}} m_{кан} g(h_1 - h_{замед}) \cdot dh = \\ &= m_{скип} gh_{замед} + m_{кан} gh_1 h_{замед} - m_{кан} g \cdot \frac{h_{замед}^2}{2}, \end{aligned} \quad (1.23)$$

где  $W_{груз}$  – энергия, затрачиваемая на подъем скипа с грузом (кДж),  $W_{порож}$  – энергия, затрачиваемая на спуск порожней клетки (кДж).

На основании проведенного анализа структур шахтных подъемных установок с возможностью рекуперации и полученных формул проведен количественный анализ эффекта от рекуперации. Основные данные для расчета представлены на таблице 1.1 [6]. Результаты проведенных расчетов представлены на таблице 1.2.



Таблица 1.1 – Основные данные для расчета

№	Наименование	Расчетные обозначения	Численные Значения
<i>Однососудный без противовеса, вертикальный и наклонный подъем</i>			
1.	Масса клетки	$m_{кл}, Т$	15
2.	Масса вагонетки	$m_{ваг}, Т$	3
3.	Масса груза	$m_{гр}, Т$	5
4.	Угол наклона ствола	$\alpha$ , градус (эл)	30
<i>Однососудный подъем «клеть с груженой вагонеткой – противовес»</i>			
5.	Масса клетки	$m_{кл}, Т$	15
6.	Масса вагонетки	$m_{ваг}, Т$	3
7.	Масса противовеса	$m_{пр}, Т$	20.25
<i>Двухсосудный подъем, «скип – клеть» и «скип – скип»</i>			
8.	Масса скипа	$m_{ск}, Т$	30
9.	Масса груза	$m_{гр}, Т$	10
10.	Масса клетки	$m_{кл}, Т$	27
<i>Общие данные</i>			
11.	Высота подъема / спуска	$h$ , м	340
12.	Высота участка замедления	$h_{замед}$ , м	40
13.	Количество спусков сосуда в сутки	$N_{спуск}$	120
14.	Тариф на электроэнергию	$t_{эл}$ , руб/кВт · час	2,05

Таблица 1.2 – Возможный эффект энергии рекуперации

№	Тип подъемной установки	$P_{рек}$ , кВт·час	Количество спусков в сутки	Экономия за сутки работы, руб	Экономия за год работы, руб
<i>Однососудные подъемные установки</i>					
1.	Вертикальный ствол	<b>23</b>	120	5658	<b>1753980</b>
	Наклонный ствол	<b>11</b>		2706	<b>838860</b>
2.	Клеть – Противовес	<b>3</b>		738	<b>228780</b>
	С горизонтами (4 горизонта)	<b>1</b>		246	<b>76260</b>
<i>Двухсосудные подъемные установки</i>					
3.	Скип – Клеть	<b>9</b>	120	2214	<b>686340</b>
4.	Скип – Скип	<b>2</b>		492	<b>152520</b>

Учитывая то, что электропривод шахтного подъема постоянно совершенствуется, для реализации задачи энергосбережения в подъемной установке необходимо проанализировать современное состояние электроприводов в режиме рекуперативного торможения.

### **1.3. Анализ современного состояния и направлений развития электроприводов шахтного подъема в режиме рекуперативного торможения**

На сегодняшний день, во всем мире учитывая урбанизацию и нехватку генерирующих мощностей, идет процесс перехода от старых систем управления на более совершенные. Так как основными потребителями электроэнергии в промышленности являются электроприводы, то этот

процесс приобретает актуальную научную задачу. Регулируемые ЭП переменного тока на базе преобразователей частоты оттеснили существующие системы управления почти во всех отраслях.

Ведущие производители промышленного оборудования широко применяют такие системы в подъемно – транспортных механизмах [7]. На сегодняшний день наибольшей известностью пользуются продукция таких производителей преобразователей, как *ABB, Siemens, Schneider Electric, Control Techniques, Danfoss, Lenze* и др. К менее известным европейским производителям преобразователей частоты относятся *Vacon, Electronica Santerno, Emotron*. Наиболее популярным американским производителем преобразователей частоты является *General Electric*. Среди Азиатских компаний наиболее известны продукция таких производителей, как *Mitsubishi Electric, Omron, Hitachi, Toshiba, Fuji Electric*, корейские и тайваньские *LG Hyundai Electronics, Long Sheng Electronic, Delta Electronics*. К наиболее популярным российским производителями ПЧ относятся *Комбарко, Эрасиб* и *Вектор*. В 2012 году на долю АВВ приходилось 19 % мирового рынка частотно – регулируемых электроприводов. *Siemens* и *Schneider Electric* занимали соответственно 13.8 % и 8.5 % [7].

С появлением двунаправленных высоковольтных силовых биполярных транзисторов с изолированным затвором на рынке электроприводов переменного тока появились модернизированные преобразователи частоты, такие как: матричные (МПЧ) и двухзвенные с рекуперативным выпрямителем (ДПЧ с АВН). На сегодняшний день эти преобразователи частоты стали использоваться в электроприводах подъемно – транспортных механизмов и в установках работающих длительное время в режиме рекуперативного торможения.

### 1.3.1. Система электропривода матричный преобразователь частоты – асинхронный двигатель

Применительно к подъемным установкам, электропривод на основе МПЧ, который является представителем непосредственных преобразователей частоты, более приемлем, учитывая тот факт, что преобразователь образован из полностью управляемых полупроводниковых элементов с двусторонней проводимостью тока. Однако из-за сложности структуры преобразователя, практической реализации, особенностей алгоритмов управления полупроводниковыми элементами и ряда коммутационных проблем данный вид преобразователя частоты еще не нашел своего широкого промышленного применения [15,16].

МПЧ это универсальный преобразователь электрической энергии, позволяющий обеспечить любые преобразования между двумя системами [8,9,40,108]. Применение в МПЧ полностью управляемого полупроводникового элемента IGBT – транзистора и метода широтно – импульсной модуляции (ШИМ) делает его, несмотря на наличие в системе управления большого число полупроводниковых элементов, вполне конкурентоспособным [9] с преобразователем частоты с рекуперативным (активным) выпрямителем при наличии определенных преимуществ. Это обусловлено отсутствием в силовой схеме МПЧ накопительных элементов большой емкости.

Принципиальная схема асинхронного электропривода с МПЧ приведена на рисунке 1.8. Электропривод состоит из сетевого фильтра (СФ), силовых IGBT – транзисторов, узла защиты от перенапряжений, состоящего из шести диодов с накопительным конденсатором и АД. Емкость  $C_{\phi}$  в составе СФ является обязательным элементом по условиям коммутации тока питающей сети [68,71]. Частота модуляции принимается, как правило, 3 кГц.

Формы выходных напряжений систем двухзвенного преобразователя частоты с инвертором напряжения и МПЧ приведены на рисунке 1.9. *а* и *б* соответственно.

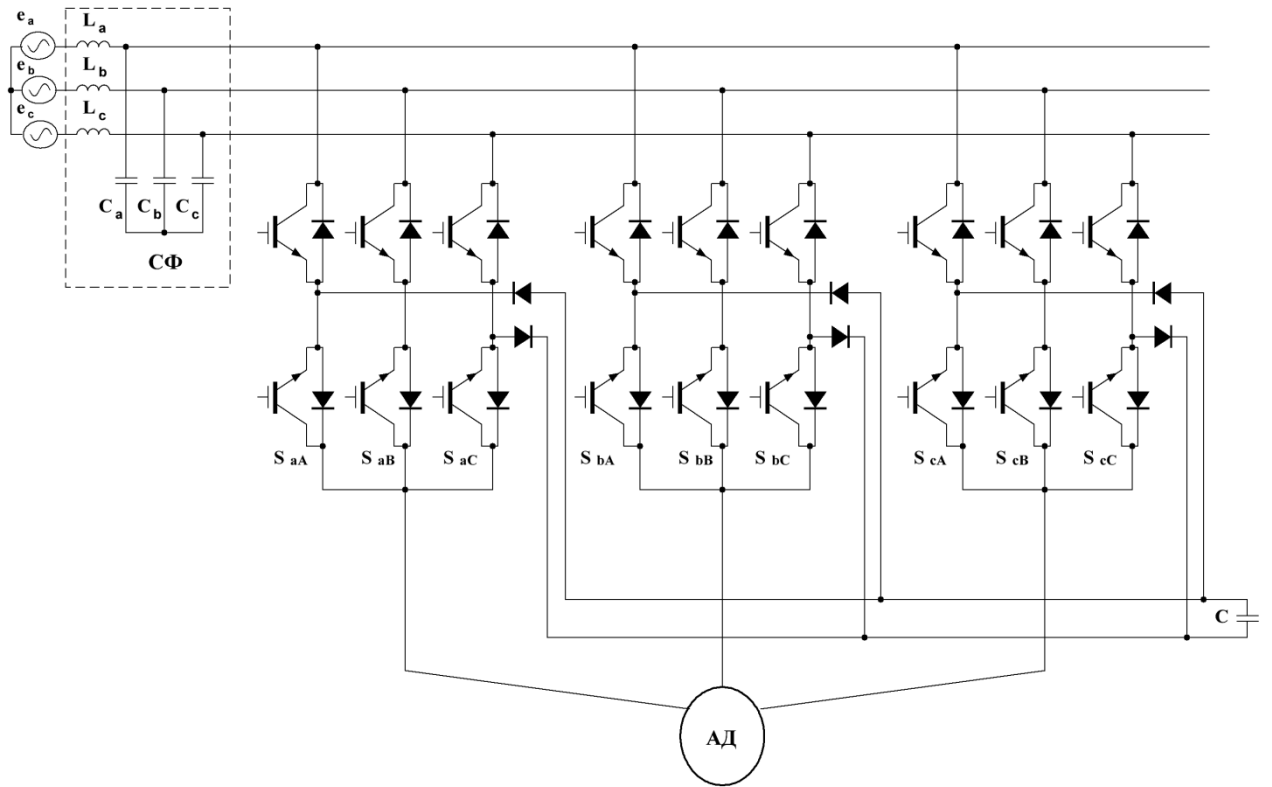


Рисунок 1.8 – Принципиальная схема асинхронного электропривода с МПЧ:

СФ – сетевой фильтр; АД – асинхронный двигатель

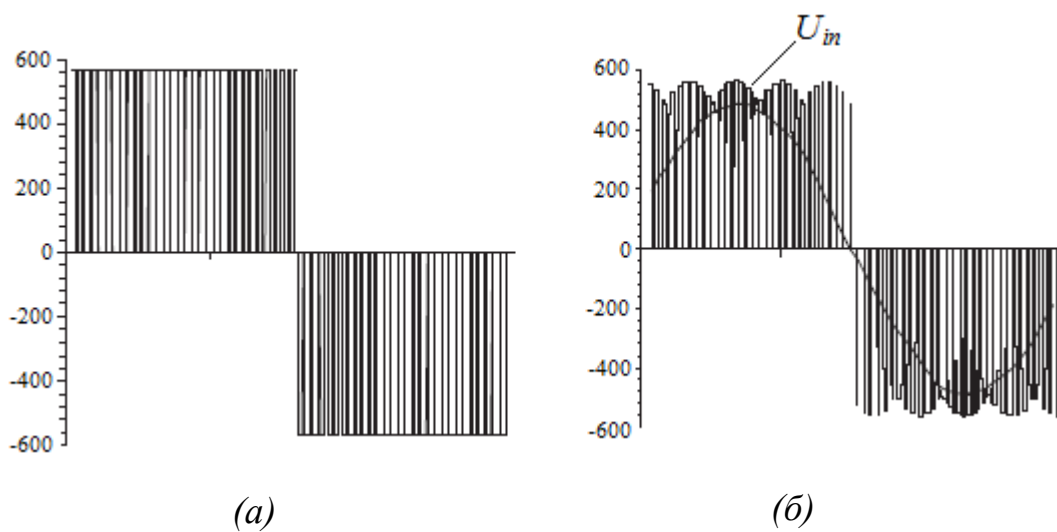


Рисунок 1.9 – Форма выходного напряжения системы ДПЧ (*а*), МПЧ (*б*)

Как видно напряжение на зажимах статора АД представляет собой последовательность высокочастотных прямоугольных импульсов. Сами высокочастотные импульсы имеют переменную ширину, изменяющуюся по закону модулирующей функции [12,13].

Так как вход и выход МПЧ имеют прямую связь, его выходное напряжение в любой момент времени должно находиться в пределах огибающей  $U_{in}$  (рисунок 1.9.б) [70]. По этой причине максимальное значение выходного напряжения, которое может формировать МПЧ без перемодуляции, не превышает 87 % от амплитуды входного сигнала, независимо от способа управления [13,14]. В последнее время для МПЧ предложены новые схемные решения и алгоритмы управления [10,11]. Они направлены на минимизацию силовых цепей и упрощение системы управления.

Преимущества МПЧ по сравнению с ДПЧ с АИН: синусоидальная форма входного и выходного токов при минимальном уровне гармоник высших порядков [109]; двунаправленная передача электрической энергии [110]; контроль коэффициента мощности; простота и возможность защиты всех ключей МПЧ с помощью одного емкостного накопителя [15].

Несмотря на очевидные преимущества, МПЧ имеет следующие недостатки: необходимость установки 12 быстрых высоковольтных диодов, которые в принципе можно заменить на 6 двунаправленных ключей [15, 16] или использовать 6 диодов; ограниченный на уровне 87 % коэффициент передачи синусоидального напряжения; сложность аппаратной реализации и алгоритма управления; чувствительность к искажениям и перекосу фаз входного напряжения; необходимость в отсутствии прерывания тока в индуктивных цепях [17,69]. Все перечисленные недостатки привели к ограниченному производству и внедрению подобных преобразователей.

### 1.3.2. Система электропривода двухзвенный преобразователь частоты – асинхронный двигатель

В настоящее время электропривод переменного тока на основе ДПЧ со звеном постоянного тока получил широкое применение в подъемно-транспортных механизмах. Данные преобразователи строятся на основе диодного (неуправляемого), тиристорного (полууправляемого) и транзисторного (активного) выпрямителей.

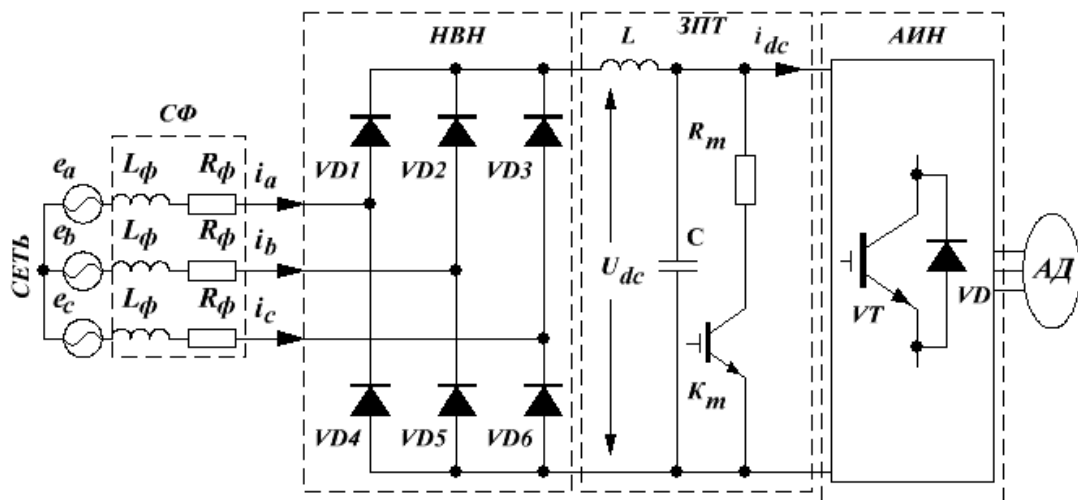


Рисунок 1.10 – Принципиальная схема системы ЭП на основе ДПЧ с диодным выпрямителем

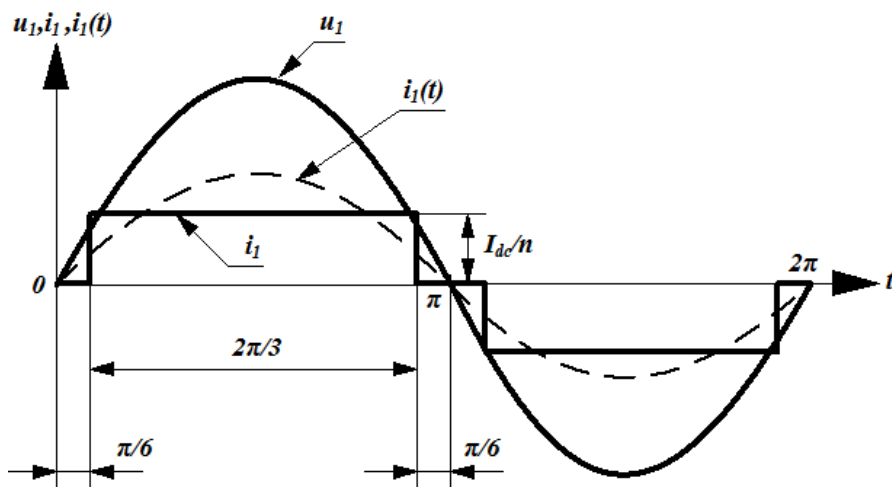


Рисунок 1.11 – Кривые тока и напряжения системы электропривода на основе ДПЧ с диодным выпрямителем

Принципиальная схема системы электропривода на основе ДПЧ с диодным выпрямителем представлена на рисунке 1.10. Электропривод состоит из питающей сети, сетевого  $RL$  – фильтра (СФ), выпрямителя на базе диодов ( $VD1$ - $VD6$ ), промежуточного  $LC$  – фильтра звена постоянного тока, узла динамического торможения, включающего резистор  $R_m$  и переключателя  $K_m$ , АИН на IGBT – транзисторах с обратными диодами, АД с короткозамкнутым ротором. На рисунке 1.11 приведены кривые тока и напряжения питающей сети системы ЭП на основе ДПЧ с диодным выпрямителем.

Принципиальная схема системы электропривода на основе ДПЧ с тиристорным выпрямителем представлена на рисунке 1.12. Электропривод состоит из сетевого фильтра (СФ), полууправляемого выпрямителя на тиристорах (ПВН), звена постоянного тока (ЗПТ) с сглаживающим  $LC$  – фильтром, инвертора напряжения и АД.

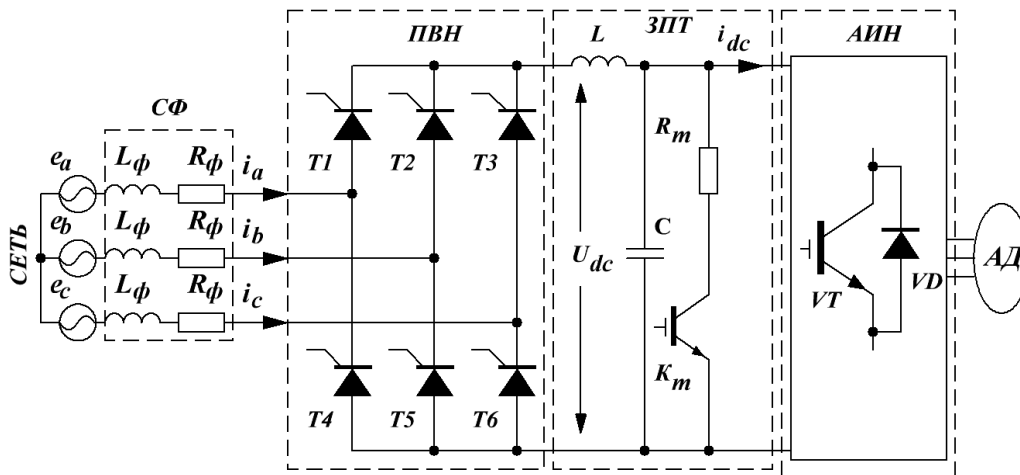


Рисунок 1.12 – Принципиальная схема системы электропривода на основе ДПЧ с тиристорным выпрямителем

На рисунке 1.13 приведены кривые тока и напряжения на стороне питающей сети системы электропривода на основе ДПЧ с тиристорным выпрямителем. Анализ кривых тока и напряжения проведен без учета влияния на них процессов коммутации пролупроводниковых элементов выпрямителя.





предусмотрена цепь торможения, состоящая из тормозного резистора  $R_m$  и прерывателя  $K_m$ . При переходе системы электропривода в режим рекуперативного торможения, при превышении напряжения звена постоянного тока линейных напряжений питающей сети, прерыватель  $K_m$  открывается, и энергия торможения рассеивается в тормозном резисторе  $R_m$  в виде тепла [18,72,73].

Диаграммы фазных  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  и линейного напряжения  $U_{AB}$  на зажимах статора АД приведены на рисунке 1.14.

Значение амплитуды напряжения переменного тока на выходе АИН определяется значением выпрямленного напряжения  $U_{dc}$  в звене постоянного тока, который формирует напряжение на зажимах статора АД.

В электроприводе ШПМ построенного на основе ДПЧ существуют три способа утилизации энергии торможения при спуске конечной нагрузки:

- первый способ заключается в рассеивании энергии торможения на специальных тормозных резисторах (динамическое торможение) звена постоянного тока.
- второй способ заключается в возврате энергии торможения в питающую сеть посредством дополнительных блоков рекуперации.
- третий способ заключается в использовании АВН (*AFE – Active front end*) взамен диодным и тиристорным выпрямителям.

Выбирая рациональный способ торможения, необходимо учитывать не только технологические требования, предъявляемые к электроприводу со стороны механизма, но и экономическую целесообразность схемного решения. Традиционные ДПЧ с АИН допускают передачу энергии только в одном направлении: от питающей сети к АД [19,20]. Системы электропривода на основе ДПЧ с тиристорным и диодным выпрямителями не эффективны, так как активная мощность при торможении передается в звено постоянного тока, а затем в питающую сеть посредством дополнительных комплектов ведомых инверторов. При рекуперации активной мощности в питающую сеть происходит потребление реактивной энергии ведомым

инвертором, которое зависит от угла управления тиристоров, что снижает коэффициент мощности электропривода при торможении. Для таких электроприводов наиболее целесообразно применение динамического торможения АД [21].

Электропривод на основе ДПЧ с АВН (рисунок 1.15) является комплексным энергосберегающим рекуперативным преобразователем. Выпрямитель ДПЧ образован из биполярных транзисторов с обратными диодами. Такая конструкция позволяет двусторонний обмен энергией между питающей сетью и электродвигателем [38,39,74,75].

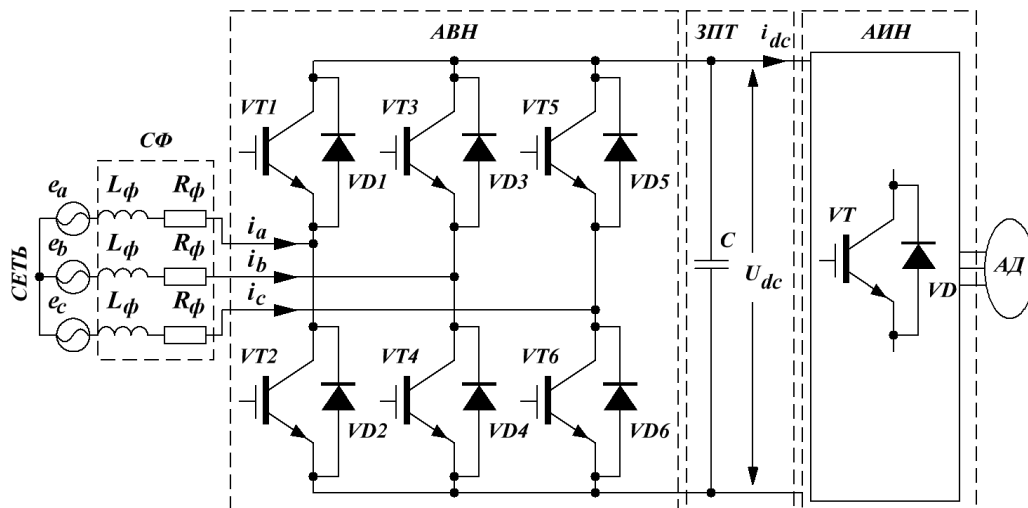


Рисунок 1.15 – Система электропривода на основе ДПЧ с АВН

Звено постоянного тока с накопительным конденсатором является неотъемлемой частью системы электропривода с ДПЧ, который обеспечивает [22,23,37]: циркуляцию потока энергии в системе управления электроприводом; сглаживание пульсации выходного напряжения выпрямителя; защиту ДПЧ от перенапряжения, вследствие коммутации IGBT – транзисторов АВН и АИН.

К достоинствам системы ЭП на основе ДПЧ с АВН можно отнести: синусоидальный характер сетевого тока и выходного напряжения на зажимах АД; низкий спектр высших гармоник тока и напряжения; двусторонний обмен энергии между питающей сетью и АД; высокие энергетические

показатели ( $\cos\varphi=1$ ); возможность управления несколькими механизмами одной шиной звена постоянного тока.

К недостаткам можно отнести: наличие электролитических конденсаторов в звене постоянного тока; двойное преобразование энергии и возможность возврата энергии торможения в питающую сеть только при условии, когда напряжение звена постоянного тока превышает линейные напряжения питающей сети [24,25,26].

Функциональная схема системы электропривода на основе ДПЧ с АВН в режиме рекуперативного торможения приведена на рисунке 1.16 [27].

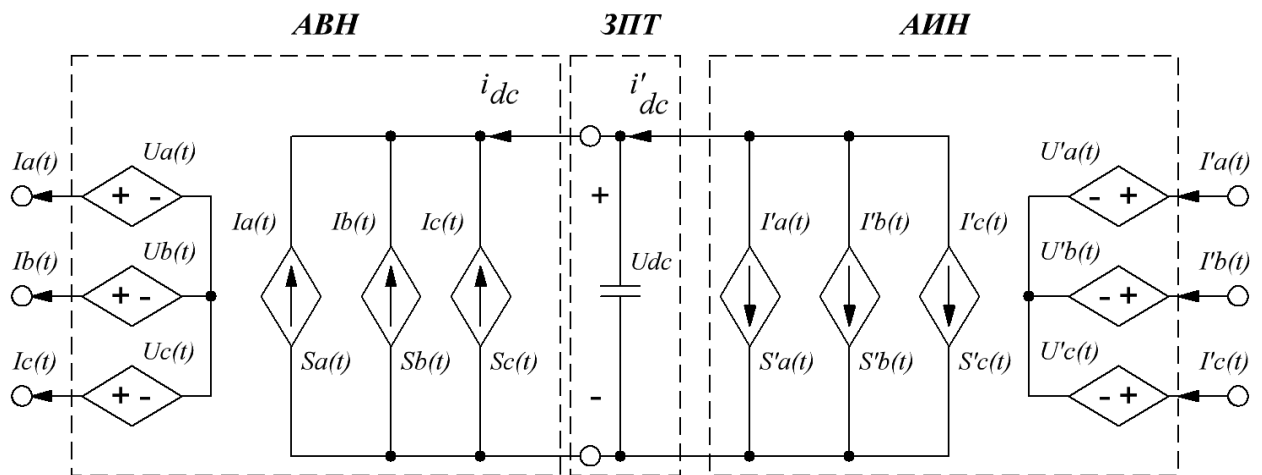


Рисунок 1.16 – Функциональная схема системы ЭП на основе ДПЧ с АВН в режиме рекуперативного торможения

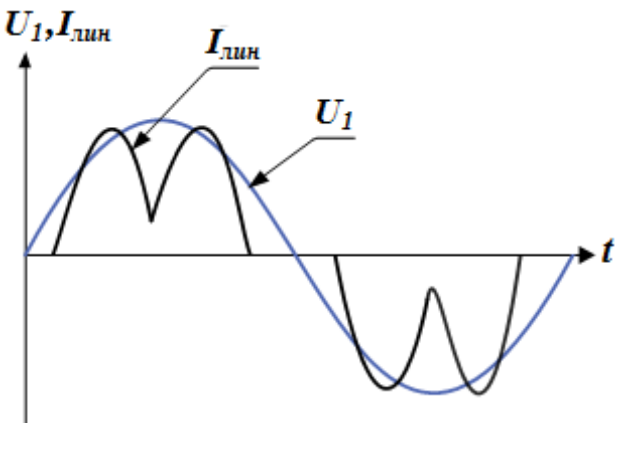
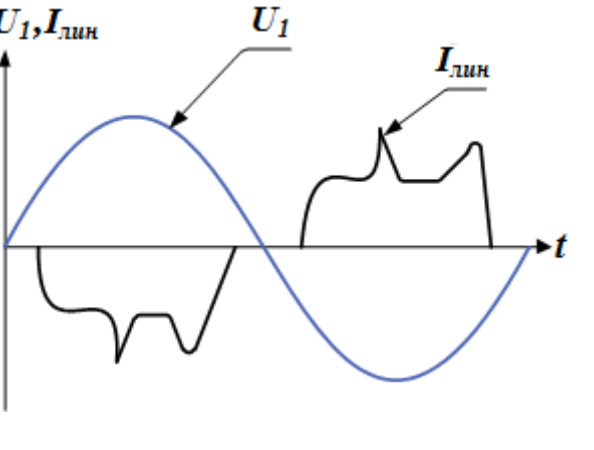
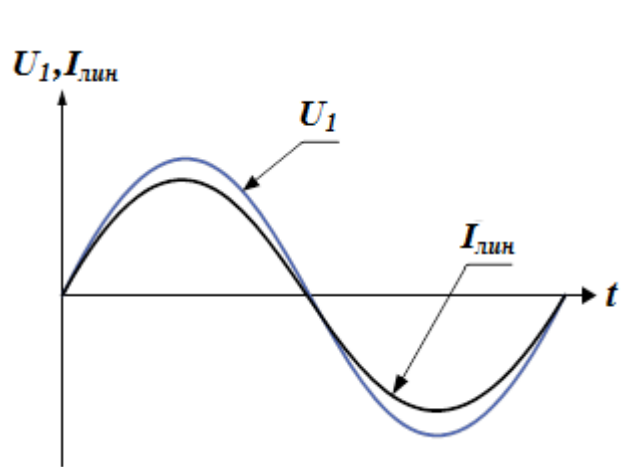
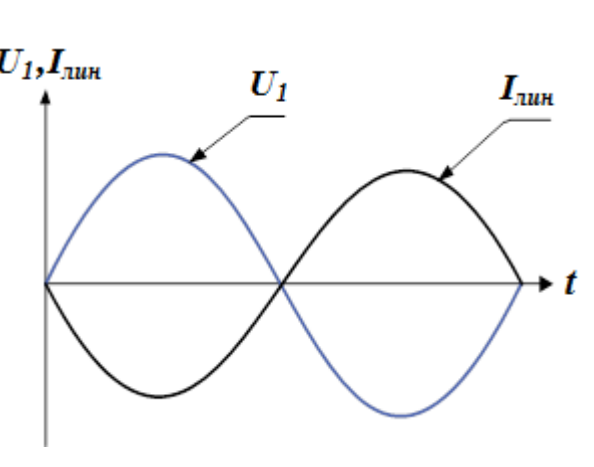
Фирма *Siemens* выпускает энергосберегающие модули рекуперации электроэнергии видов *Smart Infeed* и *Active Infeed*.

Непосредственные сравнения временных характеристик линейных токов и напряжений модулей рекуперации *Smart Infeed* и *Active Infeed* при работе на номинальную мощность в режимах двигателя и рекуперативном торможении представлены в таблице 1.3.

Модуль рекуперации *Smart Infeed* состоит из трехфазного мостового АВН, транзисторы которого работают синхронизованно с питающей сетью. Модуль рекуперации серии *Active* представляет собой управляемый

выпрямитель напряжения, функционирующий в режиме широтно-импульсной модуляции.

Таблица 1.3 – Сравнение линейных токов модулей рекуперации

Двигательный режим	Генераторный режим с рекуперацией электрической энергии
<b>Модуль Smart Infeed</b>	
	
<b>Модуль Active Infeed</b>	
	

### **1.3.3. Анализ эффективности существующего электропривода ШИМ в режиме рекуперативного торможения**

Вследствие простоты и хороших энергетических и регулировочных характеристик электропривод переменного тока с преобразователем частоты становится стандартом электрического привода для большинства горных машин, в том числе для подъемно – транспортных механизмов. В большинстве случаев в электроприводах подъемно – транспортных механизмов используются ДПЧ, вентильные части которых выполнены на основе неуправляемого или полууправляемого выпрямителя, образованные силовыми диодами и тиристорами. Подобные преобразователи частоты являются нелинейными потребителями электрической энергии, которые в большинстве случаев потребляют реактивную энергию и вносят искажения в питающую сеть. В подобных системах электропривода не представляется возможным обеспечить режим рекуперативного торможения, так как отдаваемая электродвигателем электрическая энергия не передается в питающую сеть, а рассеивается в виде тепла в тормозном сопротивлении звена постоянного тока, что ведет к ограничению энергетических возможностей электропривода шахтных подъемных машин и существенно снижает эффективность подобных систем [28].

В электроприводах на основе ДПЧ с АВН благодаря использованию режима ШИМ импульсное напряжение на стороне переменного тока имеет благоприятный спектральный состав, что создает хорошие условия для фильтрации высших гармоник потребляемого из питающей сети тока. Данный электропривод является универсальным энергосберегающим устройством. Использование данного преобразователя в подъемно – транспортных механизмах, в частности в подъемных установках позволяет при спуске концевой нагрузки рекуперировать энергию торможения в питающую сеть.

На рисунке 1.17.*a* в качестве примера приведены кривые тока и напряжения для случая, когда на протяжении лишь части полупериода происходит рекуперация электроэнергии: на отрезках времени  $t_0 - t_1$  и  $t_2 - t_3$ .

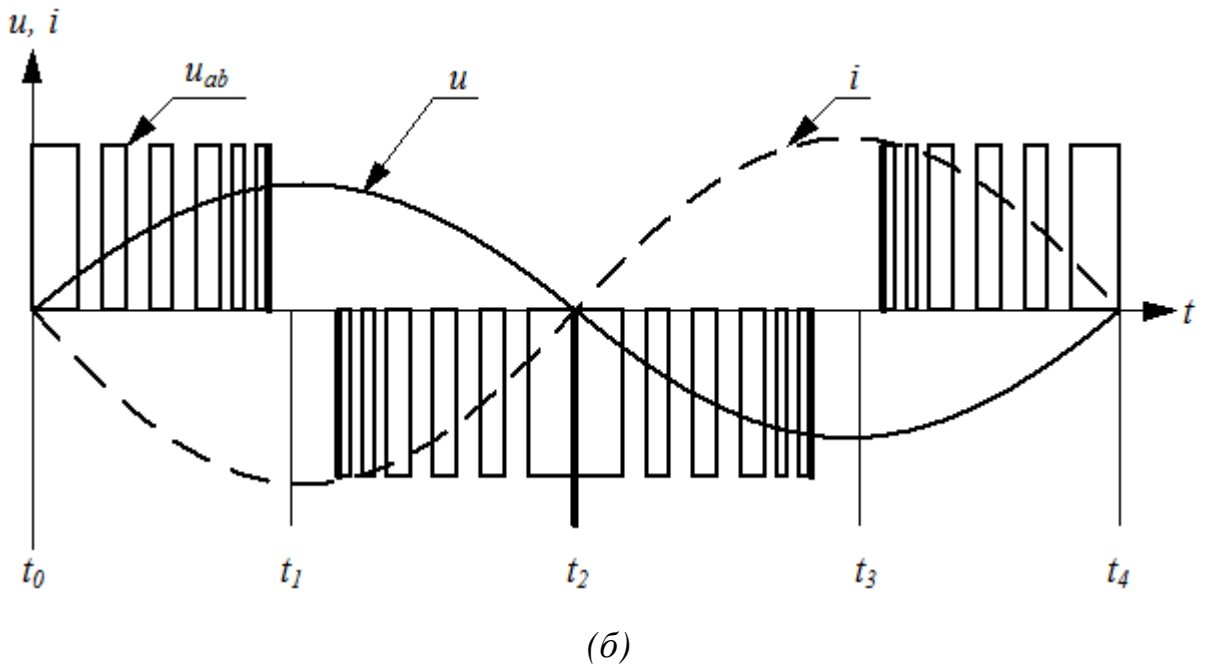
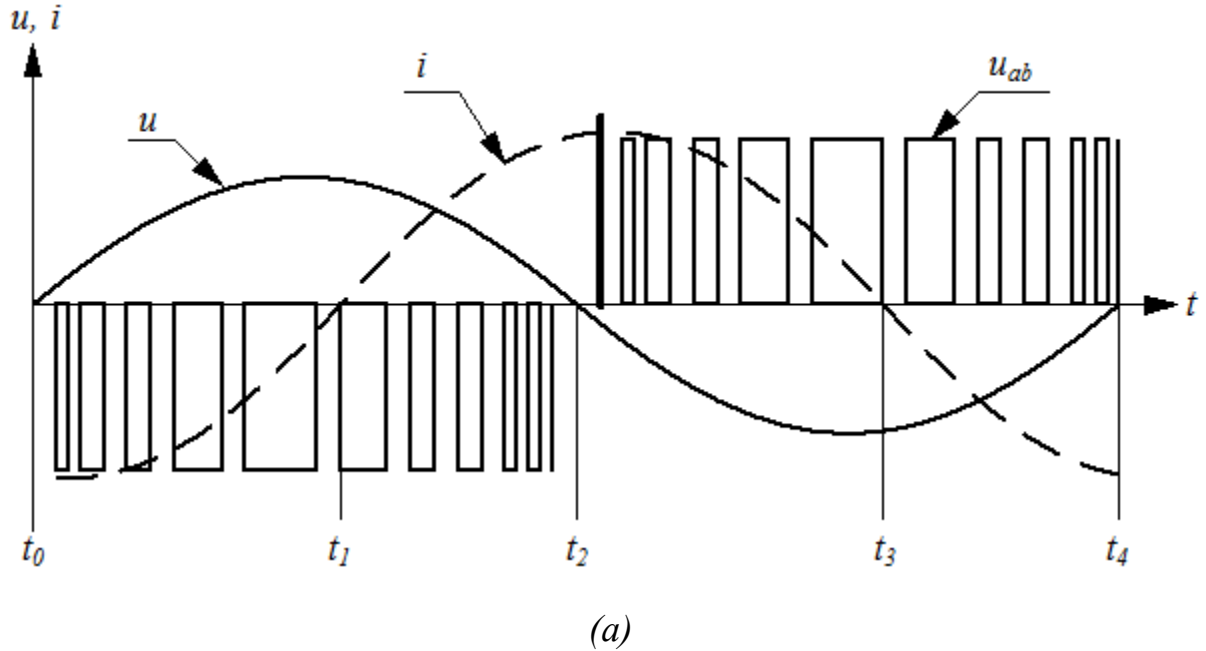


Рисунок 1.17 – Кривые тока и напряжений АВН: *a* – при рекуперации на отрезках времени  $t < \pi$ ; *б* – при рекуперации на протяжении всего полупериода

На участках полупериода  $t_1 - t_2$  и  $t_3 - t_4$  ток и напряжение питающей сети имеют одинаковые знаки, что говорит о работе АВН в режиме

выпрямления. При переходе в режим рекуперативного торможения АВН начинает функционировать как инвертор, ведомый с сетью.

При этом каждый раз, когда напряжение звена постоянного тока превышает линейные напряжения питающей сети, энергия торможения возвращается обратно в питающую сеть. Рекуперация на протяжении всего полупериода приведена на рисунке 1.17.б.

#### **1.4. Усовершенствованный электропривод переменного тока на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии**

В ходе экспериментов установлено, что существующий электропривод обладает хорошими динамическими и энергетическими характеристиками. Однако из-за мостовой структуры АВН в режиме рекуперативного торможения диапазон рекуперации энергии зависит от разности напряжений звена постоянного тока и линейного напряжения питающей сети [29].

Для устранения недостатков электропривода переменного тока на основе ДПЧ с АВН на кафедре «Электромеханики» СибГИУ было разработано новое схемное решение с более простым алгоритмом управления, использующее в своей основе так называемую новую структуру «звено рекуперации электроэнергии» (ЗРЭ) [30]. Электрическая схема усовершенствованного варианта асинхронного электропривода на основе ДПЧ со ЗРЭ приведена на рисунке 1.18. Система автоматического управления (САУ) ЗРЭ является двухконтурной, с внешним контуром регулирования напряжения звена постоянного тока и внутренним контуром регулирования сетевого тока преобразователя частоты. На рисунке 1.18 приняты следующие обозначения: ЗРЭ – звено рекуперации электроэнергии; АИН – автономный инвертор напряжения; АД – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором; ФИ – формирователь импульсов управления; ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; СУЗРЭ – система управления



звеном рекуперации электроэнергии;  $U_a, U_b, U_c$  – фазные напряжения, подводимые с вторичных обмоток согласующего трансформатора к СУЗРЭ.

Особенность системы управления электропривода заключается в регулировании фазы входного тока, как в двигательном режиме, так и в режиме рекуперативного торможения. Реализация указанной структуры и САУ, позволяет получить желаемое значение коэффициента мощности в системе электропривода. Следовательно, асинхронный электропривод на основе ДПЧ со ЗРЭ может рассматриваться как энергосберегающее устройство.

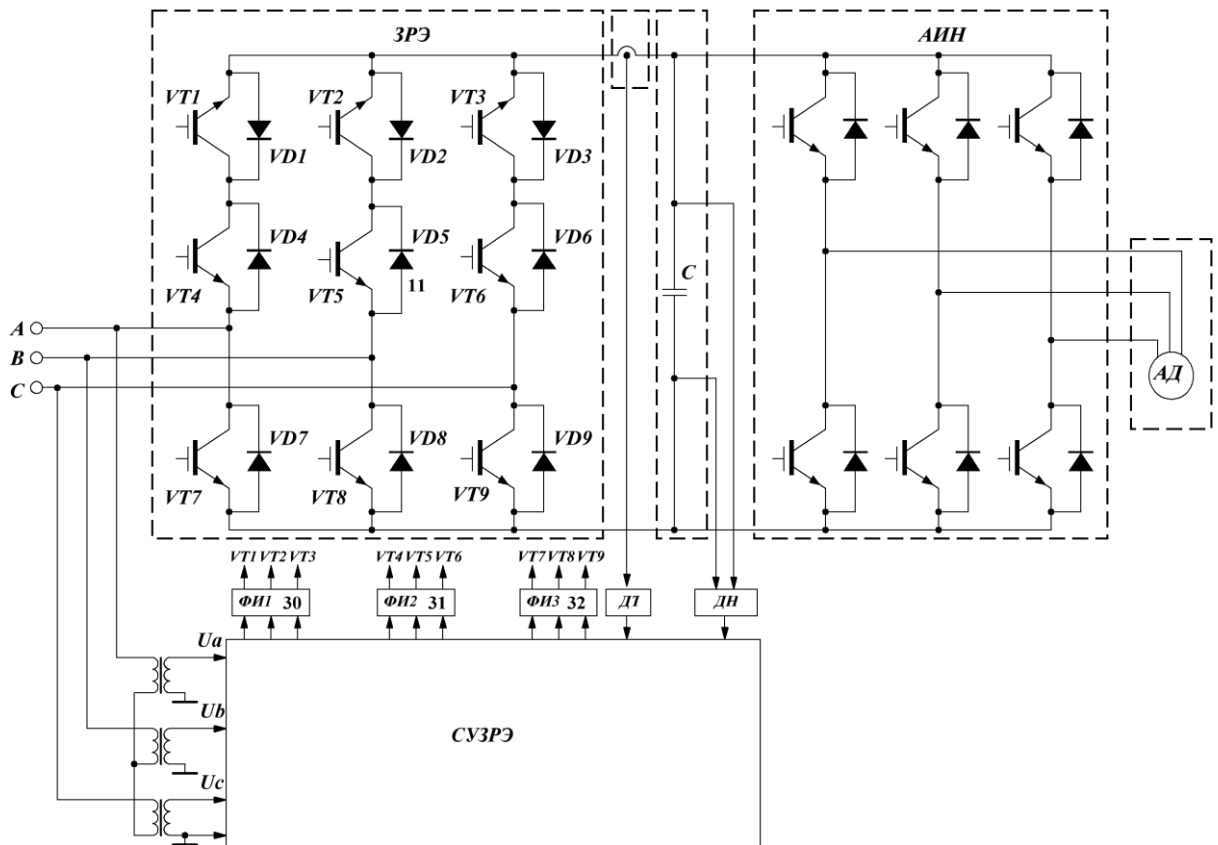


Рисунок 1.18 – Усовершенствованный электропривод переменного тока на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии

В режиме генераторного торможения рекуперация электрической энергии в питающую сеть осуществляется за счет внешнего момента (потенциальная энергия спуска концевой нагрузки в ШПМ), который

направлен в сторону вращения ротора АД. Асинхронным двигателем индуцируется ЭДС, величина которой определяется скоростью вращением ротора и током намагничивания цепи статора АД. Индуцируемая ЭДС выпрямляется диодами АИН при закрытых транзисторах и подается на конденсатор звена постоянного тока. Далее ЗРЭ переходит в инверторный режим, при котором работают диоды  $VD1$ ,  $VD2$ ,  $VD3$  и синхронизированные с питающей сетью транзисторы  $VT4$ ,  $VT5$ ,  $VT6$ ,  $VT7$ ,  $VT8$ ,  $VT9$  при условии постоянно закрытых транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$ , что переведет ЗРЭ в режим работы ведомого с сетью инвертора.

В соответствии с разработанной усовершенствованной структурой двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии предложен алгоритм управления силовыми ключами звена рекуперации электроэнергии (таблица 1.4).

Таблица 1.4. Алгоритм управления силовыми ключами звена рекуперации электроэнергии

	$VT1/VD1$	$VT2/VD2$	$VT3/VD3$	$VT4/VD4$	$VT5/VD5$	$VT6/VD6$	$VT7/VD7$	$VT8/VD8$	$VT9/VD9$
<b>Угол управления <math>\alpha</math></b>	<i>Двигательный режим</i>								
Постоянный угол управления	+/-	+/-	+/-	-/+	-/+	-/+	-/+	-/+	-/+
<b>Угол управления <math>\alpha</math></b>	<i>Режим рекуперативного торможения</i>								
Постоянный угол управления	-/+	-/+	-/+						
Регулируемый угол управления				+/-	+/-	+/-	+/-	+/-	+/-

На таблице 1.4 представлены состояния переключения силовых ключей ЗРЭ в режимах двигателя и рекуперативного торможения. Знаки «+» и «-» обозначают текущее состояние полупроводниковых элементов, то есть, открыт (пропускает ток) или закрыт (не пропускает ток). Транзисторы  $VT1$ ,

$VT2$  и  $VT3$  в двигательном режиме постоянно открыты, а в режиме рекуперативного торможения закрыты.

Формирования импульсов управления для транзисторов  $VT7$ ,  $VT8$ ,  $VT9$  с последующим распределением на формирователе импульсов (ФИ) осуществляются относительно линейных напряжений  $U_{ca}$ ,  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  при их положительных значениях с длительностью 120 электрических градусов в блоке СУЗРЭ (рисунок 1.18). Формирования импульсов управления для транзисторов  $VT4$ ,  $VT5$ ,  $VT6$  осуществляются относительно фазных напряжений  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  при их положительных значениях с длительностью 180 электрических градусов в блоке СУЗРЭ. Для исключения протекания сквозных токов через цепи транзисторов используются логические элементы ИЛИ-НЕ в СУЗРЭ, запрещающие одновременную подачу импульсов управления на транзисторы верхнего и нижнего плеч. Например, в случае одновременной подачи высоких сигналов на верхние и нижние транзисторы ЗРЭ верхний сигнал блокируется и т.д. Разработанный алгоритм управления силовыми ключами звена рекуперации электроэнергии позволяет в режиме рекуперативного торможения расширить диапазон рекуперлируемой в питающую сеть электроэнергии [30].

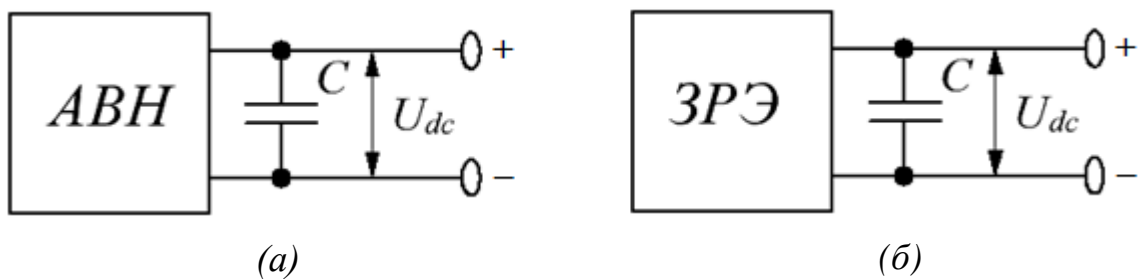
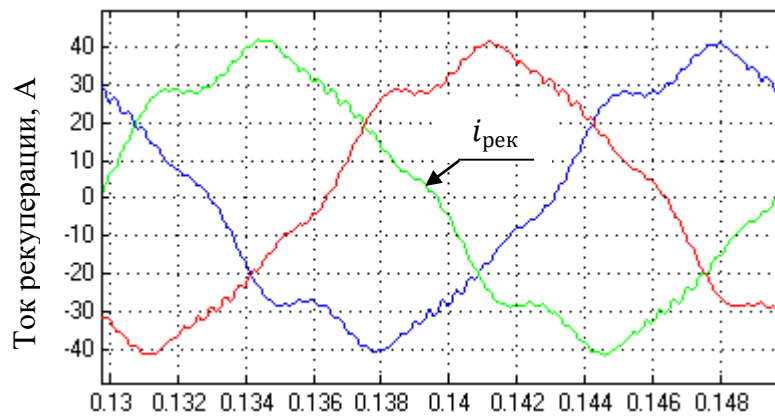


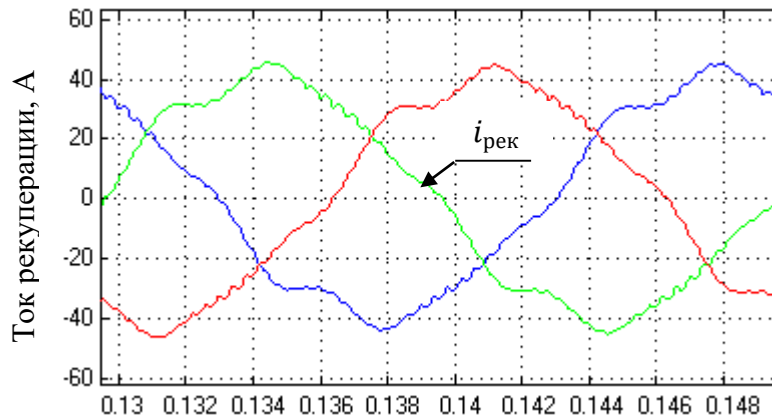
Рисунок 1.19 – Схемы рекуператоров: *a* – на основе активного выпрямителя напряжения (ABH); *б* – на основе усовершенствованной структуры звена рекуперации электроэнергии (ЗРЭ)

Оценка эффективности разработанной структуры электропривода на основе двухзвенного преобразователя частоты со ЗРЭ с новым алгоритмом управления силовыми ключами осуществлялась в сравнении с традиционной системой электропривода на основе двухзвенного преобразователя частоты с АВН в режиме рекуперативного торможения.

Схемы рекуператоров на основе АВН и усовершенствованной структуры ЗРЭ представлены на рисунке 1.19.



Время, с  
(а)



Время, с  
(б)

Рисунок 1.20 – Токи рекуперации: *а* – при использовании АВН; *б* – при использовании усовершенствованной структуры ЗРЭ

Результат сравнения переходных процессов тока рекуперации в традиционной системе электропривода на основе двухзвенного

преобразователя частоты с АВН и усовершенствованной структуры ЗРЭ полученные в среде *Matlab/Simulink* представлен на рисунке 1.20. Параметры компьютерного моделирования (питающей сети, выпрямительной и нагрузочной частей) сравниваемых систем электропривода идентичны.

Ток рекуперации, отдаваемый в питающую сеть в традиционной системе электропривода на основе АВН имеет значение 41.4 А (рисунок 1.20. а). В усовершенствованной структуре ЗРЭ, ток рекуперации, отдаваемый в питающую сеть имеет значение 44.71 А (рисунок 1.20. б), что на 8 % больше по сравнению с традиционной системой электропривода на основе АВН.

Таким образом, по результатам проведенного анализа современных электроприводов ШПМ сделаны следующие выводы: электропривода построенные на базе ДПЧ с диодным или тиристорным выпрямителем малоэффективны в режиме рекуперативного торможения; диодный выпрямитель допускает передачу энергии только в одном направлении, а тиристорный, который относится к категории полууправляемых, имеет коммутационные проблемы; использование усовершенствованного преобразователя с предложенным алгоритмом управления силовыми ключами в качестве главного электропривода ШПМ позволит повысить эффективность работы системы электропривода в режиме рекуперативного торможения на 8 % по сравнению с традиционной системой электропривода на основе АВН, так как решена проблема возврата энергии при торможении вследствие особенности структуры, при которой осуществляется независимость потока энергии в режиме рекуперативного торможения (независимо от соотношений напряжений звена постоянного тока и сетевого напряжения существует возможность рекуперировать как энергию торможения, так и энергию конденсатора звена постоянного тока).

Таким образом, предлагаемое устройство рекуперации с разработанным алгоритмом управления является комплексным энергосберегающим устройством, который может быть исследован в составе системы электропривода ШПМ.

### **1.5. Анализ электромеханического взаимодействия процессов в электроприводе шахтного подъема**

С развитием и совершенствованием автоматизированного электропривода динамические расчеты требуют учета специфических особенностей механизмов – упругих связей [31].

Электромеханическая система (ЭМС) подъемной установки представляет собой сложную структуру, узлы которой связаны между собой упругими механическими элементами, в качестве которых выступают канаты. Изучением ЭМС с упругими механическими связями занимались: Н.А. Задорожный, В.И. Ключев, Г.Г. Соколовский, Ю.А. Борцов, Н.Г. Переслегин и др. Результаты анализа литературного источника [32] показали, что работа подъемной установки сопровождается различными видами колебаний в упругих элементах (продольные, поперечные), что в значительной степени влияют на динамические показатели качества переходных процессов (быстродействие, перерегулирование). Источник [33] посвящен исследованию ЭМС подъемной установки с приводом ТП-Д в двигательном режиме работы электропривода. В работе автор отмечает, что эффективным способом улучшения динамических показателей качества системы электропривода является использование компенсирующих обратных связей по упругому моменту нагрузки (жесткой и гибкой). Стоит отметить, что исследования, проведенные выше упомянутыми учеными, сводились к изучению ЭМС подъемной установки в двигательном режиме работы электропривода ШПМ, а режим рекуперативного торможения не освещен в достаточном объеме.

В этой связи поставлена задача разработки структуры ЭМС ШПМ в режиме рекуперативного торможения, учитывающей упругие свойства механической системы подъемной установки. В ходе разработки модели ЭМС в режиме рекуперативного торможения помимо влияния жесткости

канатов необходимо учесть характер переменности концевой нагрузки, что немало важно в процессе спуска грузов.

Следовательно, необходимо разработать структуру ЭМС подъемной установки, позволяющую учитывать как переменность концевой нагрузки, так и влияние жесткости канатов в режиме рекуперативного торможения. Также, в организации высокого быстродействия электропривода ШПМ немало важную роль играет система управления электроприводом, а именно система автоматического управления (САУ), настроенная таким образом, чтобы достичь наилучших динамических показателей качества.

### **1.6. Анализ систем автоматического управления шахтной подъемной машиной**

Важнейшим вопросом при разработке системы управления скорости сосудов ШПМ является выбор рациональной структурной схемы САУ. САУ ШПМ, как правило, строятся по двухконтурной или трехконтурной системе подчиненного регулирования, с внешним контуром регулирования скорости и внутренними контурами регулирования тока (момента), напряжения. В трехконтурных системах в случае появления погрешности по пути в период замедления ШПМ дополнительно подключают четвертый контур регулирования положения сосудов ШПМ [86].

Анализ САУ ШПМ проводят в следующей последовательности: выполняется оценка постоянных времени путем их разделения на группы с малыми и большими постоянными временами; находятся характеристические уравнения и выбираются типы регуляторов; выбираются контуры регулирования в связи с выдвигаемыми технологическими задачами. Выбор типа внутренних регуляторов системы управления (на пример регулятор тока) зависит от определенных требований. Если ставится задача компенсации постоянной времени (якоря двигателя или генератора), то применяется пропорционально – интегральный (ПИ) регулятор тока. Если

требуется ограничение темпов нарастания тока (якорного или тока возбудителя генератора), то должен быть применен пропорционально – интегрально – дифференциальный (ПИД) регулятор тока.

Включение двух больших времени в один контур регулирования нежелательно, так как при этом теряются свойства отдельного управления каналами напряжения и тока, а также возможность ограничения рывка.

В статических режимах управления применяется пропорциональный регулятор скорости. При выборе структурной схемы САУ контуров регулирования нужно учитывать следующие технологические требования [86]: требование обеспечения программирования движения – определяет необходимость применения либо задатчика интенсивности с изменяющимися темпами нарастания напряжения на выходе при подаче путевых импульсов, либо устройства программирования скорости по пути; требование выполнения оптимальной диаграммы движения, уменьшение динамических ошибок регулирования – определяет необходимость осуществления в САУ компенсации больших постоянных времени; требование обеспечения высокой статической точности регулирования скорости – определяет необходимость применения двухкратноинтегрирующих систем.

Наиболее часто применяют следующие системы автоматического регулирования (САР):

1. Трехконтурные
  - [УАП] + [РС-П] + [РТ-ПИ] + [РН-ПИ];
  - [УАП] + [РС-ПИ] + [РТ-ПИ] + [РН-ПИ].
2. Двухконтурные
  - [УАП] + [РС-П] + [РТ-ПИ];
  - [УАП] + [РС-ПИ] + [РТ-ПИ];
  - [УАП] + [РС-ПИД] + [РТ-ПИ].

где [УАП] – устройство автоматического программирования по пути или задатчик интенсивности; [РС-П] – пропорциональный регулятор скорости; [РС-ПИ] – пропорционально-интегральный регулятор скорости; [РС-ПИД] –



пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор скорости; [РН-ПИ] – пропорционально-интегральный регулятор напряжения; [РТ-ПИ] – пропорционально-интегральный регулятор тока.

САР ШПМ на основе преобразователя частоты с векторным управлением АД строится с использованием контуров регулирования скорости сосудов ШПМ, электромагнитного момента и потокосцепления ротора АД. При раздельном управлении каналами потокосцепления ротора и электромагнитного момента можно применить двухконтурную систему с подчинённым регулированием координат.

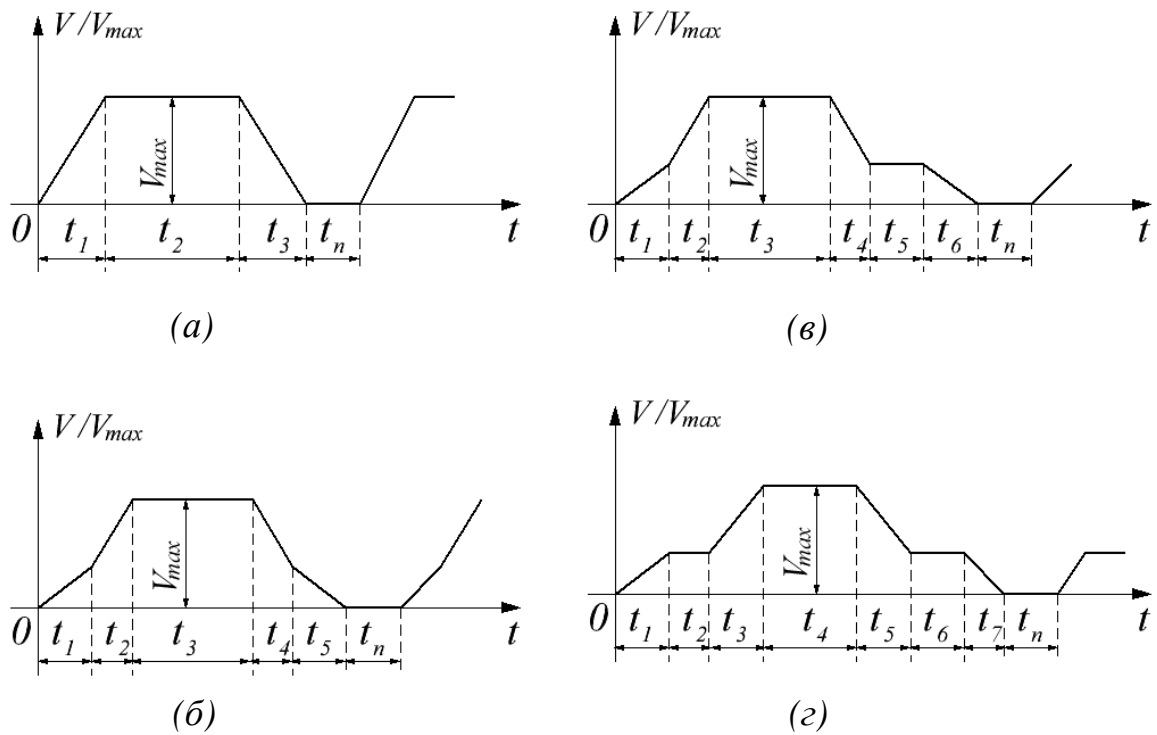


Рисунок 1.21 – Типовые тахограммы ШПМ

Работа подъемной установки характеризуется рядом сменяющихся циклов, следующих друг за другом. Каждый цикл работы ШПМ можно разбить на четыре основных периода: разгон, равномерное движение, замедление до полной остановки и пауза.

Подъемные установки в зависимости от назначения и высоты подъема, вида и грузоподъемности сосудов, числа обслуживаемых горизонтов, расстояния между ними могут работать по одной из следующих диаграмм

движения (рисунок 1.21): а) трехпериодная, б) пятипериодная, в) шестипериодная, г) семипериодная [87]. Трехпериодная тахограмма скорости является наиболее простой и находит применение в клетевых подъемных установках. В частном случае  $t_1$  может быть равным  $t_3$  (время разгона и торможения), обычно время  $t_3$  замедления (торможения) несколько меньше  $t_1$ . Наиболее сложные шести- и семипериодные тахограммы скорости необходимы при грузовом подъеме с опрокидными скипами или клетями. В этой вязи период разбивается на два участка с различными ускорениями.

### **Выводы по первой главе**

1. Рассмотрены возможные пути получения энергии рекуперации в однососудных и двухсосудных подъемных установках в режиме рекуперативного торможения системы электропривода. Проведены расчеты эффективности процесса спуска концевой нагрузки в различных подъемных установках. Проведенные расчеты показали, что существуют несколько способов достижения экономии электроэнергии при спуске, а именно: когда масса одного из сосудов превышает массу другого (сосуд с грузом – противовес, сосуд с грузом – порожный сосуд); когда подъемная установка переходит в режим замедления. Показано, что наибольший эффект от рекуперации может быть получен при спуске тяжелых грузов на большие (глубокие) высоты.

2. Рассмотрены современные структуры электроприводов ШПМ, выделен основной управляющий объект для исследования - это работающий в режиме рекуперативного торможения автоматизированный асинхронный электропривод ШПМ, оснащенный частотно – регулируемым электроприводом и системой управления скоростью сосудов.

Установлено, что в последнее время электропривод переменного тока с частотным управлением по схеме двухзвенный преобразователь частоты – асинхронный двигатель с диодным выпрямителем получил широкое

применение в ШПМ. Исследования показали, что в режиме рекуперативного торможения использование известных структур не обеспечивает энергоэффективность, так как потенциальная энергия спуска концевой нагрузки не передается в питающую сеть, а рассеивается в блоках тормозных сопротивлений.

3. Показано, что для электропривода шахтного подъема целесообразно применять двухзвенный преобразователь частоты со звеном рекуперации электроэнергии, позволяющий в режиме рекуперативного торможения при спуске грузов возвращать энергию торможения в питающую сеть. Преобразователи частоты, построенные таким образом, оказываются наиболее перспективными с точки зрения энергоэффективности и точности управления.

4. Предложен алгоритм управления силовыми ключами двухзвенным преобразователем частоты со звеном рекуперации электроэнергии, позволяет расширить диапазон рекуперации электроэнергии по сравнению с традиционными алгоритмами управления (АВН на основе ШИМ) на 8%.

5. Исследование показало, что жесткость упругих элементов в кинематической цепи подъемной установки негативно влияет на динамические показатели качества (быстродействие, перерегулирование).

Показано, что улучшение динамических показателей ЭМС подъемной установки в режиме рекуперативного торможения может быть осуществлено посредством системы автоматического управления, разработкой на основе структуры ЭМС, учитывающей как переменность концевой нагрузки, так и жесткость канатов.

## **Цели и задачи диссертационного исследования**

На основании сделанных выводов и *цели исследования* диссертационной работы необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать математическую модель системы электропривода ШПМ, учитывающую в режиме рекуперативного торможения изменение величины конечной нагрузки ШПМ, переменную жесткость канатов и процессы, протекающие в преобразователе частоты с усовершенствованной структурой.

2. Создать модифицированную систему управления скоростью сосудов ШПМ, компенсирующую в режиме рекуперативного торможения влияние конечной нагрузки.

3. Разработать методику настройки регуляторов модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ для достижения высокого быстродействия системы электропривода.

4. Осуществить проверку эффективности разработанной системы управления скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения на имитационной модели и экспериментальной лабораторной установке.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ  
РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ

**2.1. Математическая модель звена рекуперации электроэнергии**

Математическая модель двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии образуется из математического описания следующих локальных узлов:

- звена рекуперации электроэнергии (ЗРЭ);
- звена постоянного тока (ЗПТ);
- автономного инвертора напряжения (АИН).

Схема звена рекуперации электроэнергии представлена на рисунке 2.1.

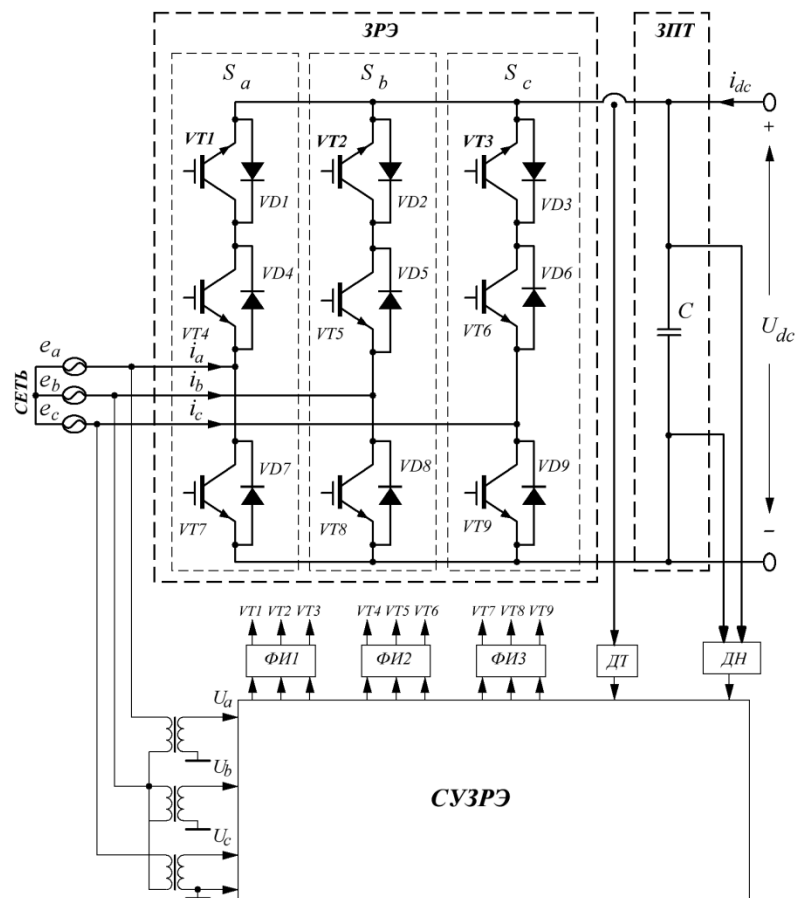


Рисунок 2.1 – Схема звена рекуперации электроэнергии

На рисунке 2.1 введены следующие обозначения: ЗРЭ – звено рекуперации электроэнергии; ЗПТ – звено постоянного тока; ФИ – формирователь импульсов; ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения.

Математическая модель ЗРЭ может быть описана системой уравнений [34]:

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} = e_a - u_{dc} \frac{2S_{a1} - (S_{b1} + S_{c1})}{3} - R_a i_a; \\ L_b \frac{di_b}{dt} = e_b - u_{dc} \frac{2S_{b1} - (S_{a1} + S_{c1})}{3} - R_b i_b; \\ L_c \frac{di_c}{dt} = e_c - u_{dc} \frac{2S_{c1} - (S_{a1} + S_{b1})}{3} - R_c i_c; \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_{a1} i_a + S_{b1} i_b + S_{c1} i_c \pm i_{dc}, \end{cases} \quad (2.1)$$

где  $L_a, L_b, L_c$  – индуктивность входного фильтра двухзвенного преобразователя частоты (Гн);  $i_a, i_b, i_c$  – линейные токи трехфазной системы (А);  $e_a, e_b, e_c$  – линейные напряжения трехфазной системы (В);  $R_a, R_b, R_c$  – активные сопротивления входного фильтра двухзвенного преобразователя частоты (Ом);  $u_{dc}$  – напряжение звена постоянного тока (В);  $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$  – ключевые состояния IGBT – транзисторов звена рекуперации электроэнергии (1 – включен, 0 – отключен);  $C$  – емкость конденсатора звена постоянного тока (мкФ);  $i_{dc}$  – ток нагрузки, поступающий в звено постоянного тока (*Load current*) (А). Знак «-» в  $i_{dc}$  соответствует режиму выпрямления (двигательный режим), а знак «+» соответствует режиму инвертирования (рекуперативное торможение).

Ключевые состояния IGBT – транзисторов  $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$  в (2.1.) могут быть выражены следующим образом:

$$S = \begin{cases} 0, & \text{если } U_V < 0, \\ 1, & \text{если } U_V \geq 0. \end{cases} \quad (2.2)$$

АИН в структуре двухзвенного преобразователя частоты можно представить как обращенный выпрямитель напряжения на основе двунаправленных силовых ключей (IGBT – модули). Следовательно, ток нагрузки в звене постоянного тока  $i_{dc}$  с учетом силовых модулей АИН выглядит следующим образом:

$$i_{dc} = S_{a2}i_A + S_{b2}i_B + S_{c2}i_C, \quad (2.3)$$

где  $i_A, i_B, i_C$  – фазные токи на стороне нагрузки (А);  $S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}$  – ключевые состояния силовых модулей АИН.

Линейные напряжения и токи трехфазной системы выражаются следующей системой уравнений (2.4):

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos \omega t; \\ e_b = E_m \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right); \\ e_c = E_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi); \\ i_b = I_m \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi \right); \\ i_c = I_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi \right), \end{cases} \quad (2.4)$$

где  $E_m$  – амплитуда фазового напряжения (В);  $I_m$  – амплитуда фазового тока (А);  $\omega$  – угловая частота (рад/с);  $\varphi$  – фазовый сдвиг (градус), с предположением:

$$i_a + i_b + i_c \equiv 0 \quad (2.5)$$

Выражения фазных напряжений в осях ( $\alpha$ - $\beta$ ) выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} u_{1\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \cos \omega t; \\ u_{1\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \sin \omega t. \end{cases} \quad (2.6)$$

Фазные напряжения звена рекуперации электроэнергии определяем следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + u_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2S_{a1} - (S_{b1} + S_{c1})}{3} \\ \frac{2S_{b1} - (S_{a1} + S_{c1})}{3} \\ \frac{2S_{c1} - (S_{a1} + S_{b1})}{3} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Для построения структурной схемы математической модели звена рекуперации электроэнергии, введем следующие обозначения:  $k_a, k_b, k_c$  – коэффициенты, учитывающие состояние переключения IGBT – транзисторов

в фазах звена рекуперации электроэнергии;  $u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}$  – соответственно напряжения трех фаз звена рекуперации электроэнергии (В), которые описываются системой уравнений:

$$\begin{cases} u_{Sa} = k_a u_{dc}; \\ u_{Sb} = k_b u_{dc}; \\ u_{Sc} = k_c u_{dc}; \\ k_a = \frac{2S_{a1} - (S_{b1} + S_{c1})}{3}; \\ k_b = \frac{2S_{b1} - (S_{a1} + S_{c1})}{3}; \\ k_c = \frac{2S_{c1} - (S_{a1} + S_{b1})}{3}. \end{cases} \quad (2.8)$$

Структурная схема математической модели звена рекуперации электроэнергии, соответствующая выражениям (2.1), (2.7) и (2.8), представлена на рисунке 2.2.

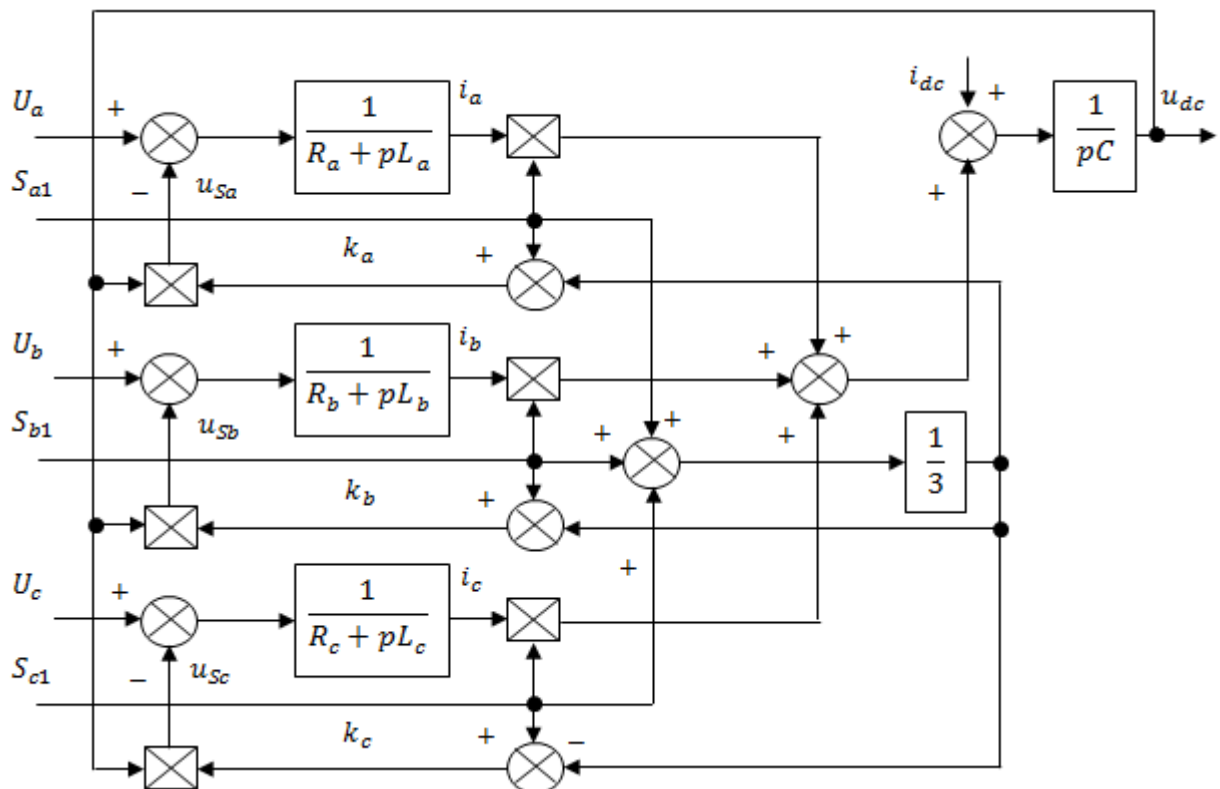


Рисунок 2.2 – Структурная схема математической модели звена рекуперации электроэнергии

*Математическая модель звена рекуперации электроэнергии в неподвижной системе координат ( $\alpha$ - $\beta$ ). Выражение напряжений в*



неподвижной системе координат  $(\alpha-\beta)$  в соответствии с учетом (2.1), (2.7) и (2.8) выглядит следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Выражение, описывающее звено постоянного тока, выглядит следующим образом:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = (S_{\alpha 1} i_{L\alpha} + S_{\beta 1} i_{L\beta}) + i_{dc}, \quad (2.10)$$

где  $S_{\alpha 1} = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_{a1} - S_{b1} - S_{c1})$ ;  $S_{\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{b1} - S_{c1})$ .

Структурная схема математической модели звена рекуперации электроэнергии в неподвижной системе координат  $(\alpha-\beta)$  представлена на рисунке 2.3.

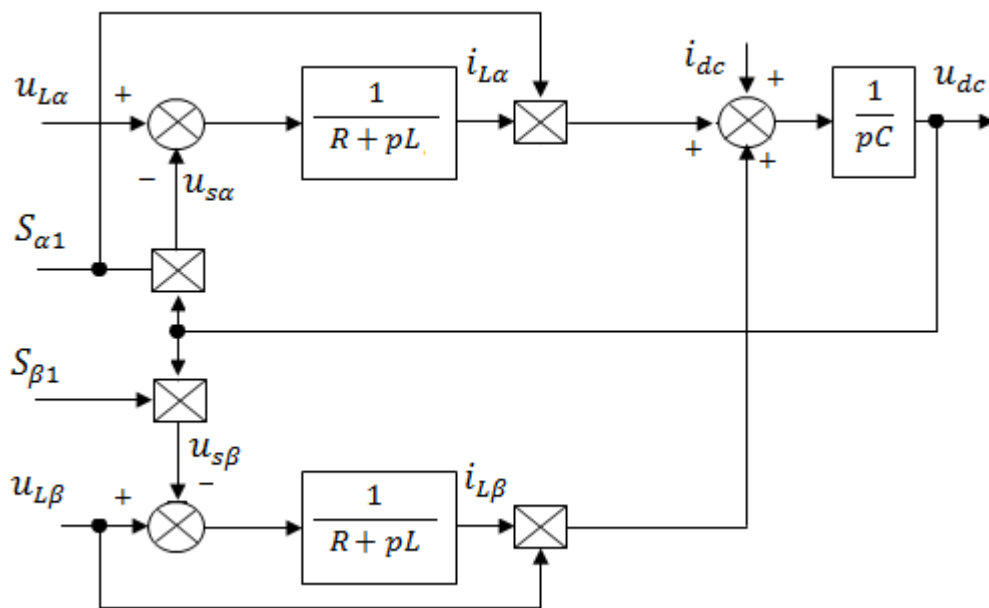


Рисунок 2.3 – Структурная схема математической модели звена рекуперации электроэнергии в неподвижной системе координат  $(\alpha-\beta)$

В установившемся режиме работы при условии потребления (рекуперации) чисто активной мощности, основная гармоника тока и фазная ЭДС имеют частоту  $\omega_c = 2\pi f_c$  и совпадают по фазе (находятся в противофазе) [35,36].

## 2.2. Математическая модель механической системы подъемной установки в режиме рекуперативного торможения

Механическая система подъемной установки представляет собой трехмассовую упругую систему [33]. К первой массе относится – ротор АД, ко второй – узел сосуда с концевой нагрузкой и к третьей – узел противовеса (безредукторный электропривод). Кинематическая схема механической части подъемной установки приведена на рисунке 2.4.

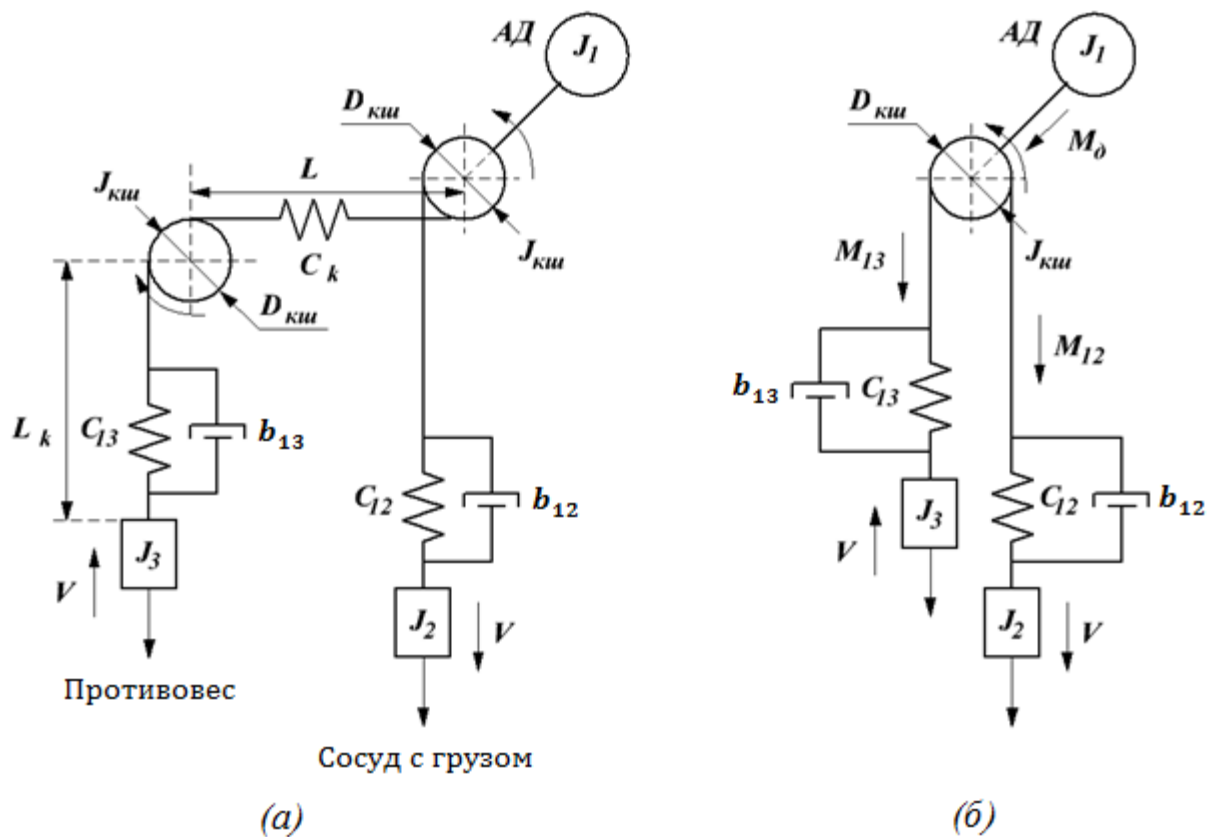


Рисунок 2.4 – Кинематическая схема механической части подъемной установки (а), упрощенная расчетная схема механической системы (б)

На рисунке 2.4 приняты следующие обозначения:  $J_1$  – приведенный момент инерции первой массы, включая момент инерции ротора АД, органа навивки, направляющих шкивов ( $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ );  $J_2$  – приведенный момент инерции второй массы ( $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ );  $J_3$  – приведенный момент инерции третьей массы ( $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ );  $C_{\varphi 12}$  – приведенная жесткость струн каната между органом навивки и

груженным подъемным сосудом ( $\text{кг/с}^2$ );  $C_{\varphi 13}$  – приведенная жесткость струн каната между органом навивки и противовесом ( $\text{кг/с}^2$ );  $b_{12}, b_{13}$  – коэффициенты внутреннего вязкого трения (демпфирования);  $D_{\text{кш}}$  – диаметр барабана канатоведущего шкива (м);  $J_{\text{кш}}$  – момент инерции направляющих шкивов ( $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ );  $L$  – расстояние между канатоведущим шкивом и отводящей опорой (м);  $L_{\text{к}}$  – длина канатов (м);  $C_{\text{к}}$  – жесткость каната при растяжении ( $\text{кг/с}^2$ );  $V$  – линейная скорость движения сосудов (м/с);  $M_{\text{д}}$  – электромагнитный момент АД (Н·м);  $M_{12}, M_{13}$  – соответственно моменты упругих связей (Н·м);  $F_{\text{пр}}, F_{\text{кн}}$  – соответственно усилия в противовесе и в сосуде с концевой нагрузкой (Н).

Асинхронный электродвигатель приводит во вращение барабан ШПМ, который преобразует вращательное движение в поступательное перемещение противовеса и сосуда с концевой нагрузкой через канаты. Жесткость канатов подвеса сосуда с концевой нагрузкой и противовеса меняются вследствие изменения их длины  $L_{\text{к}}$  при подъеме или опускании во время работы подъемной установки. Жесткость канатов при растяжении определяется следующим образом:

$$C_{\text{к}} = \frac{E_{\text{кр}} \cdot S_{\text{пс}}}{L_{\text{к}}}, \quad (2.11)$$

где  $E_{\text{кр}}$  – модуль продольной упругости для стальных канатов ( $\text{Н/м}^2$ );  $S_{\text{пс}}$  – площадь сечения проволок ( $\text{м}^2$ ). Коэффициент внутреннего вязкого трения (демпфирования) при вращательном движении определяется выражением:

$$b_{\text{в}} = \frac{\lambda_{\text{мк}} \cdot C_{\varphi}}{\pi \omega_{\text{рез}}} = \frac{\lambda_{\text{мк}} \cdot C_{\text{к}} \cdot \rho^2}{\pi \omega_{\text{рез}}}, \quad (2.12)$$

где  $\lambda_{\text{мк}}$  – логарифмический декремент затухания механических колебаний под действием внутренних сил вязкого трения;  $\omega_{\text{рез}}$  – резонансная частота колебаний трехмассовой системы (Гц);  $\rho = D_{\text{кш}}/2$  – радиус приведения (м).

В ходе исследований приняты ряд допущений, упрощающих построение математической модели механической системы подъемной установки [96]:

1) механическая часть подъемной установки представляет собой ряд абсолютно жестких элементов, характеризуемых сосредоточенными моментами инерции;

2) сосредоточенные элементы соединены между собой упругими связями;

3) деформация упругих связей подчиняются закону Гука;

4) демпфирование колебаний механической части осуществляется силами внутреннего вязкого трения в материале упругих связей при их деформации.

Для объединения математических описаний масс в единую математическую модель необходимо проанализировать свойства каждой массы. Структурная схема трехмассовой упругой системы представлена на рисунке 2.5.

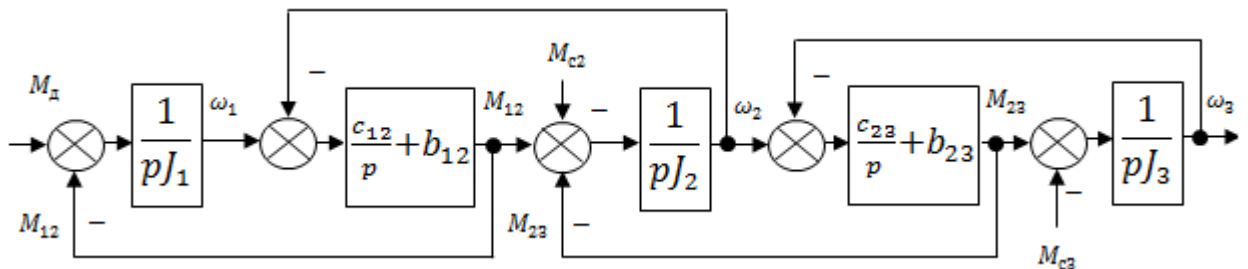


Рисунок 2.5 – Структурная схема трехмассовой механической системы

Упругие свойства механической передачи учитываются коэффициентами жесткости  $c_{\varphi 12}$ ,  $c_{\varphi 23}$ , зависимостью упругих моментов  $M_{12}$ ,  $M_{23}$ . К управляющему воздействию относится электромагнитный момент двигателя  $M_d$ , возмущающими воздействиями являются моменты статических сопротивлений  $M_{c2}$  и  $M_{c3}$ . Скорости  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  и  $\omega_3$ , а также моменты упругих связей  $M_{12}$  и  $M_{23}$  считаются регулируемыми переменными. Учет затухания (демпфирования) колебаний при вращательном движении осуществляется коэффициентами внутреннего вязкого трения  $b_{12}$ ,  $b_{23}$ .

Расчетная схема трехмассовой механической системы подъемной установки представлена на рисунке 2.6.

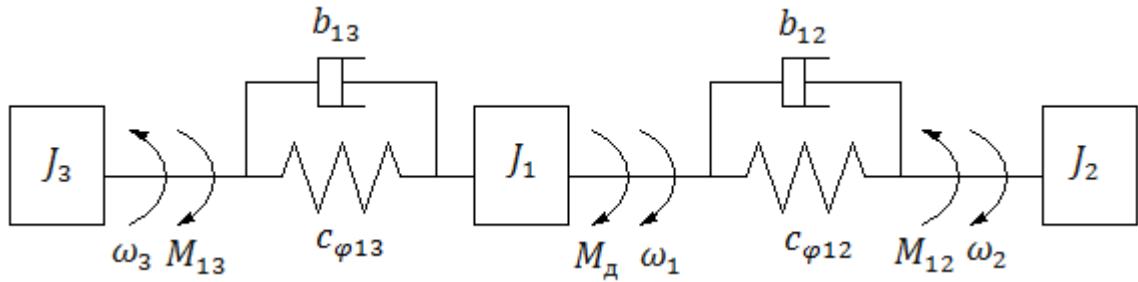


Рисунок 2.6 – Расчетная схема трехмассовой механической системы подъемной установки

В представленной расчетной схеме индексы коэффициентов жесткости  $c_{\varphi 12}$ ,  $c_{\varphi 13}$ , упругих моментов  $M_{12}$ ,  $M_{13}$ , демпфирования  $b_{12}$ ,  $b_{13}$ , а также моментов инерции масс соответствуют кинематической схеме механической части подъемной установки (рисунок 2.4).

Математическая модель трехмассовой механической системы подъемной установки выглядит следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_d + M_{12} - M_{13}; \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2}; \\ J_3 \frac{d\omega_3}{dt} = M_{13} - M_{c3}; \\ M_{12} = c_{\varphi 12}(\varphi_1 - \varphi_2) + b_{12}(\omega_1 - \omega_2); \\ M_{13} = c_{\varphi 13}(\varphi_1 - \varphi_3) + b_{13}(\omega_1 - \omega_3), \end{array} \right. \quad (2.13)$$

где  $\frac{d\omega_1}{dt}$ ,  $\frac{d\omega_2}{dt}$ ,  $\frac{d\omega_3}{dt}$  – соответственно составляющие скоростей трехмассовой упругой системы;  $M_{c2}$ ,  $M_{c3}$  – соответственно моменты статических сопротивлений со стороны сосуда с концевой нагрузкой и противовеса (Н·м).

Выражение (2.13) учитывает моменты инерции первой, второй и третьей массы ( $J_1, J_2, J_3$ ) электропривода ШПМ, которые изменяются незначительно вследствие изменения массы каната в двухсосудной подъемной установке. Спуск первого сосуда (сосуд с концевой нагрузкой) сопровождается подъемом второго (противовес), следовательно, влияние моментов статических сопротивлений со стороны сосудов будут отличаться в зависимости от действующих усилий в кинематической цепи.

Математическая модель моментов статических сопротивлений с учетом действующих усилий при спуске сосуда с концевой нагрузкой:

$$\begin{cases} M_{с2} = (F_{кн} + (F_{кан} \cdot h_1)) \cdot R_{бар}; \\ M_{с3} = (F_{пр} + F_{кан}(h_0 - h_2)) \cdot R_{бар}, \end{cases} \quad (2.14)$$

где  $F_{кн}$ ,  $F_{пр}$ ,  $F_{кан}$  – усилия: соответственно в концевой нагрузке, в противовесе и в канатах (Н);  $h_0$  – общая высота спуска, включая высоту от надшахтной поверхности до органов навивки (м);  $h_1$ ,  $h_2$  – соответственно высота нахождения первого и второго сосудов (м);  $R_{бар}$  – радиус барабана подъемной установки (м). Действующие усилия определим следующим образом:

$$\begin{cases} F_{кн} = (m_{кл} + m_{гр})g; \\ F_{пр} = m_{пр}g; \\ F_{кан} = kg, \end{cases} \quad (2.15)$$

где  $m_{кл}$ ,  $m_{гр}$ ,  $m_{пр}$  – соответственно массы: пустого сосуда (клет), груза в сосуде и противовеса (кг);  $k$  – соответствующая масса на 1 м длины каната (кг/м);  $g$  – ускорение свободного падения, равное  $9,81\text{ м/с}^2$ .

Порядок определения действующих усилий в узлах противовеса и сосуда с концевой нагрузкой описан в первой главе диссертационной работы.

Система уравнений электромагнитного равновесия АД с преобразованиями Лапласа имеет следующий вид [41,42]:

$$\begin{cases} \Psi_{1\alpha} = \frac{1}{p}(U_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}); \\ \Psi_{1\beta} = \frac{1}{p}(U_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}); \\ \Psi_{2\alpha} = \frac{1}{p}(-R_2 i_{2\alpha} - \omega_1 p_{п} \Psi_{2\beta}); \\ \Psi_{2\beta} = \frac{1}{p}(-R_2 i_{2\beta} + \omega_1 p_{п} \Psi_{2\alpha}), \end{cases} \quad (2.16)$$

где  $\Psi_{1\alpha}$ ,  $\Psi_{1\beta}$ ,  $\Psi_{2\alpha}$ ,  $\Psi_{2\beta}$  – соответственно составляющие вектора потокосцеплений статора и ротора в осях ( $\alpha$ - $\beta$ );  $i_{1\alpha}$ ,  $i_{1\beta}$ ,  $i_{2\alpha}$ ,  $i_{2\beta}$  – соответственно составляющие вектора токов статора и ротора в осях ( $\alpha$ - $\beta$ );  $R_1$ ,  $R_2$  – соответственно активные сопротивления статора и ротора (Ом);

$U_{1\alpha}, U_{1\beta}$  – соответственно напряжения статора в осях ( $\alpha$ - $\beta$ );  $\omega_1$  – скорость ротора АД (рад/сек);  $p_{\text{п}}$  – число пар полюсов АД.

Как отмечается в [43] при решении задач нет необходимости использовать полную модель АД. Чтобы исключить роторные переменные из уравнения (2.16), необходимо воспользоваться выражениями которые связывают составляющие токов и потокосцеплений АД. В [42] эти переменные связаны следующим образом:

$$\begin{cases} \Psi_{1\alpha} = L_1 i_{1\alpha} + L_m i_{2\alpha}; \\ \Psi_{1\beta} = L_1 i_{1\beta} + L_m i_{2\beta}; \\ \Psi_{2\alpha} = L_m i_{1\alpha} + L_2 i_{2\alpha}; \\ \Psi_{2\beta} = L_m i_{1\beta} + L_2 i_{2\beta}. \end{cases} \quad (2.17)$$

Система уравнений (2.17) позволяет выразить составляющие потокосцепления ротора через составляющие тока и потокосцепления статора. Эти уравнения необходимо дополнить выражениями составляющих тока ротора также через составляющие тока и потокосцепления статора. Система уравнений связи будет иметь следующий вид [43]:

$$\begin{cases} i_{2\alpha} = \frac{1}{L_m} (\Psi_{1\alpha} - L_1 i_{1\alpha}); \\ i_{2\beta} = \frac{1}{L_m} (\Psi_{1\beta} - L_1 i_{1\beta}); \\ \Psi_{2\alpha} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1\alpha} - \sigma L_2 i_{1\alpha}); \\ \Psi_{2\beta} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1\beta} - \sigma L_2 i_{1\beta}). \end{cases} \quad (2.18)$$

где  $L_1, L_2$  – полные индуктивности обмоток статора и ротора (Гн);  $L_m$  – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора (Гн);  $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$  – соответственно индуктивность рассеяния обмоток статора и ротора (Гн);  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}$  – коэффициент рассеяния АД.

Математическая модель АИН выражается системой уравнений [43]:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = u_{dc} \left[ S_{a2} - \frac{1}{2} (S_{b2} - S_{c2}) \right]; \\ U_{1\beta} = u_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} (S_{b2} - S_{c2}), \end{cases} \quad (2.19)$$

где  $u_{dc}$  – выпрямленное напряжение звена постоянного тока (В);  $S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}$  – коммутационные функции (ключевые состояния) фазы  $a, b$  и  $c$  силовых модулей АИН.

Для описания процессов, протекающих в АД, в основном используются три разновидности математических моделей [88].

- модели на основе уравнений Максвелла для магнитного поля;
- модели на основе теории цепей;
- модели на основе теории обобщенной электрической машины, объединяющей теорию цепей и поля.

Математическая модель асинхронного двигателя на основе уравнений поля Максвелла сложна и поэтому используется преимущественно при проектировании электрических машин.

Математическая модель асинхронного двигателя, построенная на основе теории цепей, имеет переменные коэффициенты, что является ее недостатком [89, 44].

Математическая модель асинхронного двигателя, построенная на базе теории обобщенной электрической машины, наиболее распространена при построении систем управления, так как при относительной простоте она достаточно хорошо описывает протекающие в асинхронном двигателе динамические процессы [90].

Математическая модель асинхронного двигателя, полученная на основе уравнений обобщенной электрической машины [44,90], в системе координат  $u-v$ , вращающейся с произвольной угловой скоростью  $\omega_k$ , имеет вид (2.20):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_{1u}}{dt} = u_{1u} - \frac{R_1}{L_1 L_2 - L_m^2} (L_2 \Psi_{1u} - L_m \Psi_{2u}) + \omega_k \Psi_{1v}; \\ \frac{d\Psi_{1v}}{dt} = u_{1v} - \frac{R_1}{L_1 L_2 - L_m^2} (L_2 \Psi_{1v} - L_m \Psi_{2v}) - \omega_k \Psi_{1u}; \\ \frac{d\Psi_{2u}}{dt} = -\frac{R_2}{L_1 L_2 - L_m^2} (L_1 \Psi_{2u} - L_m \Psi_{1u}) + p_{\Pi} (\omega_k - \omega) \Psi_{2v}; \\ \frac{d\Psi_{2v}}{dt} = -\frac{R_2}{L_1 L_2 - L_m^2} (L_1 \Psi_{2v} - L_m \Psi_{1v}) - p_{\Pi} (\omega_k - \omega) \Psi_{2u}; \\ M_{\text{д}} = \frac{3}{2} p_{\Pi} \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} (\Psi_{1v} \Psi_{2u} - \Psi_{1u} \Psi_{2v}), \end{array} \right. \quad (2.20)$$



где  $u_{1u}, u_{1v}$  – составляющие вектора напряжения статора;  $\Psi_{1u}, \Psi_{1v}, \Psi_{2u}, \Psi_{2v}$  – соответственно составляющие вектора потокосцеплений статора и ротора;  $R_1, R_2$  - активные сопротивления статора и ротора (Ом);  $L_1 = L_{\sigma 1} - L_m, L_2 = L_{\sigma 2} - L_m$  - соответственно полные индуктивности обмоток статора и ротора (Ом);  $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$  – соответственно индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора (Ом);  $L_m$  – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора (Ом);  $p_n$  – число пар полюсов;  $M_d$  – электромагнитный момент АД (Н·м).

В данной модели предусмотрены следующие допущения [44]: распределение магнитного поля вдоль окружности воздушного зазора двигателя считается синусоидальным; статор и ротор имеют трехфазные симметричные обмотки; не учитывается неоднородность магнитной проводимости, обусловленная наличием пазов и неравномерностью воздушного зазора.

Адекватность данной модели подтверждена многими исследованиями [88,91-94]. В случае питания АД от инвертора напряжения на симметричную обмотку статора воздействует несимметричная система напряжений, в результате чего возникает напряжение нулевой последовательности [44]. В этом случае при компьютерном моделировании процессов, протекающих в АД, необходимо рассматривать математическую модель асинхронного двигателя совместно с моделью инвертора напряжения (2.19). В силу того, что при питании асинхронного двигателя от источника напряжения (автономный инвертор напряжения) с широтно-импульсным режимом работы возникает асимметрия питающего напряжения [44], совместно с моделью инвертора напряжения наиболее удобно использовать видоизменённую модель АД в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$  [44,95]. Данная модель имеет вид (2.21):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} = U_a - U_{ka} - U_0 - i_{1\alpha}R_1; \\ \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_b - U_{kb} - U_c + U_{kc}) - i_{1\beta}R_1; \\ \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = -i_{2\alpha}R_2 - p_{\pi}\omega_1\Psi_{2\beta}; \\ \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = -i_{2\beta}R_2 + p_{\pi}\omega_1\Psi_{2\alpha}; \\ U_0 = (U_a + U_b + U_c - U_{ka} - U_{kb} - U_{kc}); \\ M_{\text{д}} = \frac{3}{2}p_{\pi}\frac{L_m}{L_1L_2 - L_m^2}(\Psi_{1\beta}\Psi_{2\alpha} - \Psi_{1\alpha}\Psi_{2\beta}), \end{array} \right. \quad (2.21)$$

где  $U_a, U_b, U_c$  – фазные напряжения, подводимые к обмоткам статора (В);  $U_{ka}, U_{kb}, U_{kc}$  – падение напряжения в силовых модулях АИН (В);  $U_0$  – напряжение нулевой последовательности (В);  $i_{1\alpha}, i_{1\beta}, i_{2\alpha}, i_{2\beta}$  – соответственно составляющие векторов тока статора и ротора (А).

### **2.3. Построение математической модели электромеханической системы шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения**

Исходная комплексная математическая модель электромеханической системы ШПМ в режиме рекуперативного торможения с учетом усовершенствованной структуры преобразователя, переменности конечной нагрузки и влияния жесткости канатов описывается выражением (2.22).

Исходная комплексная математическая модель (2.22) представляет собой совокупность полученных ранее локальных моделей (2.1, 2.7, 2.8, 2.15, 2.19, 2.21). Представленная модель электромеханической системы подъемной установки учитывает взаимодействие системы управления электроприводом ШПМ с ее механической частью в режиме рекуперативного торможения. Модель состоит из следующих локальных узлов: двухзвенный преобразователь частоты со звеном рекуперации электроэнергии; асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором; механическая система подъемной установки, состоящая из узлов сосуда с конечной нагрузкой и противовеса.

$$\left\{ \begin{array}{l}
L_a \frac{di_a}{dt} = e_a - u_{dc} \frac{2S_{a1} - (S_{b1} + S_{c1})}{3} - R_a i_a; \\
L_b \frac{di_b}{dt} = e_b - u_{dc} \frac{2S_{b1} - (S_{a1} + S_{c1})}{3} - R_b i_b; \\
L_c \frac{di_c}{dt} = e_c - u_{dc} \frac{2S_{c1} - (S_{a1} + S_{b1})}{3} - R_c i_c; \\
C \frac{du_{dc}}{dt} = S_{a1} i_a + S_{b1} i_b + S_{c1} i_c + i_{dc}; \\
i_{dc} = S_{a2} i_A + S_{b2} i_B + S_{c2} i_C; \\
U_{1\alpha} = u_{dc} \left[ S_{a2} - \frac{1}{2} (S_{b2} - S_{c2}) \right]; \\
U_{1\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_{dc} (S_{b2} - S_{c2}); \\
\frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} = U_a - U_{ka} - U_0 - i_{1\alpha} R_1; \\
\frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{\sqrt{3}} (U_b - U_{kb} - U_c + U_{kc}) - i_{1\beta} R_1; \\
\frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = -i_{2\alpha} R_2 - p_{\pi} \omega_1 \Psi_{2\beta}; \\
\frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = -i_{2\beta} R_2 + p_{\pi} \omega_1 \Psi_{2\alpha}; \\
U_0 = (U_a + U_b + U_c - U_{ka} - U_{kb} - U_{kc}); \\
M_{\pi} = \frac{3}{2} p_{\pi} \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} (\Psi_{1\beta} \Psi_{2\alpha} - \Psi_{1\alpha} \Psi_{2\beta}); \\
J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_{\pi} + M_{12} - M_{13}; \\
J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2}; \\
J_3 \frac{d\omega_3}{dt} = M_{13} - M_{c3}; \\
M_{12} = c_{\varphi 12} (\varphi_1 - \varphi_2) + b_{12} (\omega_1 - \omega_2); \\
M_{13} = c_{\varphi 13} (\varphi_1 - \varphi_3) + b_{13} (\omega_1 - \omega_3); \\
M_{c2} = (F_{\text{кн}} + (F_{\text{кан}} \cdot h_1)) \cdot R_{\text{бар}}; \\
M_{c3} = (F_{\text{пр}} + F_{\text{кан}} (h_0 - h_2)) \cdot R_{\text{бар}}; \\
\frac{dh}{dt} = \omega_1 R_{\text{бар}}.
\end{array} \right. \quad (2.22)$$

Исходная структурная схема электромеханической системы ШПМ представлена на рисунке 2.7. Учет влияния жесткости канатов связан с появлением упругих механических колебаний в кинематической цепи подъемной установки при спуске сосуда с концевой нагрузкой, что негативно влияет на динамические показатели качества электропривода ШПМ. В этой связи необходимо разработать систему управления электроприводом ШПМ, компенсирующую в режиме рекуперативного торможения влияние концевой нагрузки.

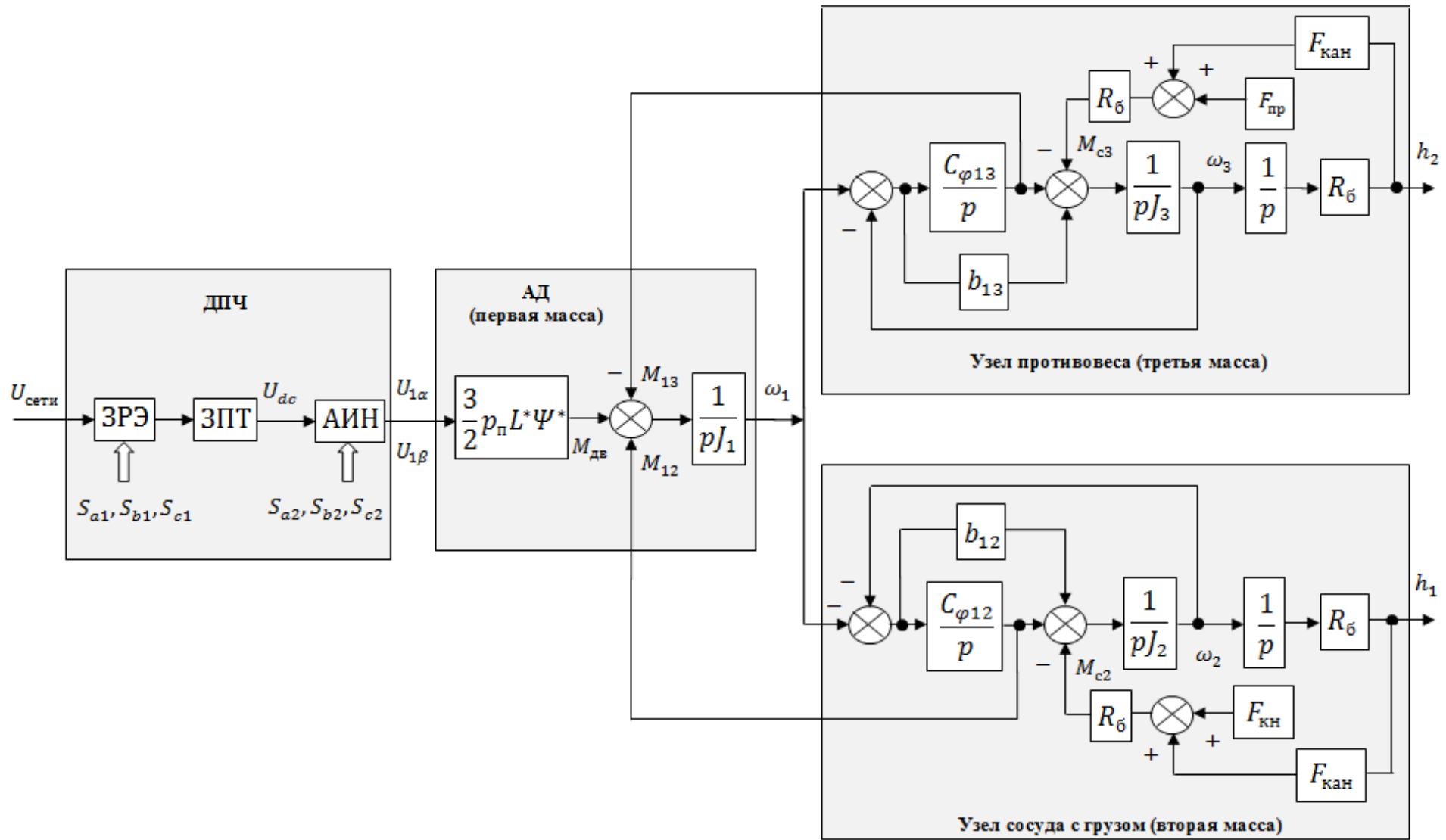


Рисунок 2.7 – Структурная схема трехмассовой ЭМС подъемной установки

## **Выводы по второй главе**

1. Предложено математическое описание ЭМС подъемной установки в режиме рекуперативного торможения. Математическое описание состоит из следующих локальных узлов: двухзвенный преобразователь частоты с усовершенствованной структурой; асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором; механическая часть подъемной установки, состоящая из узлов сосуда с концевой нагрузкой и противовеса.

2. Разработанная математическая модель системы электропривода ШПМ учитывает в режиме рекуперативного торможения изменение величины концевой нагрузки ШПМ, переменную жесткость канатов и процессы, протекающие в преобразователе частоты с усовершенствованной структурой.

3. Установлено, что жесткость канатов сопровождается появлением различных колебаний в упругой системе механической системы подъемной установки, что негативно влияет на динамические показатели качества.

4. Поставлена задача разработки системы управления скоростью сосудов ШПМ, компенсирующая в режиме рекуперативного торможения влияние концевой нагрузки, что позволяет улучшить динамические показатели качества электропривода.

### ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МОДИФИЦИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ

#### **3.1. Система управления электропривода с прямым управлением моментом**

Прямое самоуправление потокосцеплением и моментом АД (*Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine*) был предложен ученым М. Депенброком (*M. Depenbrock*) в 1985 году [80, 106].

Научная статья ученых И. Такахаши (*I. Takahashi*) и Т. Ногучи (*T. Noguchi*) относительно прямого управления моментом АД с таблицей переключения (*A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor*) в статье *IEEE* была опубликована в сентябре 1986 года [81,107]. На сегодняшний день ведущим производителем регулируемых электроприводов, в которых реализован вышеупомянутый алгоритм управления, является концерн *ABB*. По информации *ABB* эти системы отрабатывают стопроцентный скачок задания момента, обеспечивают регулирование электромагнитного момента при низких частотах вращения, включая и нулевую, а также обеспечивают точность поддержания скорости на уровне 10 % скольжения АД без использования датчика скорости и 0.01 % - с использованием датчика скорости [45,76]. Алгоритм прямого управления моментом (ПУМ) отличается простотой, так как нет преобразований координат и обладает высоким быстродействием [46,77]. По сравнению с векторным управлением системы ПУМ, благодаря применению гистерезисных регуляторов и таблицы переключений ключей, инвертора обладают рядом достоинств: простота в реализации, высокая динамика; высокое быстродействие по моменту и потоку, по сравнению с классическим векторным управлением; низкая частота выборки, а также постоянная частота переключения [47,78]. В этой связи алгоритм управления ПУМ,

обеспечивающий высокое быстродействие по каналу электромагнитного момента является предпочтительным для управления электроприводов подъемно – транспортных механизмов, в частности в управлении электропривода ШПМ.

Недостатком системы ПУМ является использование релейных регуляторов, применение которых приводит к увеличению коммутационных потерь в инверторе, а также повышению пульсации момента. Последнее снижает точность регулирования, повышает электропотребление и увеличивает акустический шум АД [46,79].

В основу ПУМ заложено уравнение электромагнитного момента асинхронного двигателя [83,84]. Функциональная схема асинхронного электропривода с прямым управлением моментом представлена на рисунке 3.1.

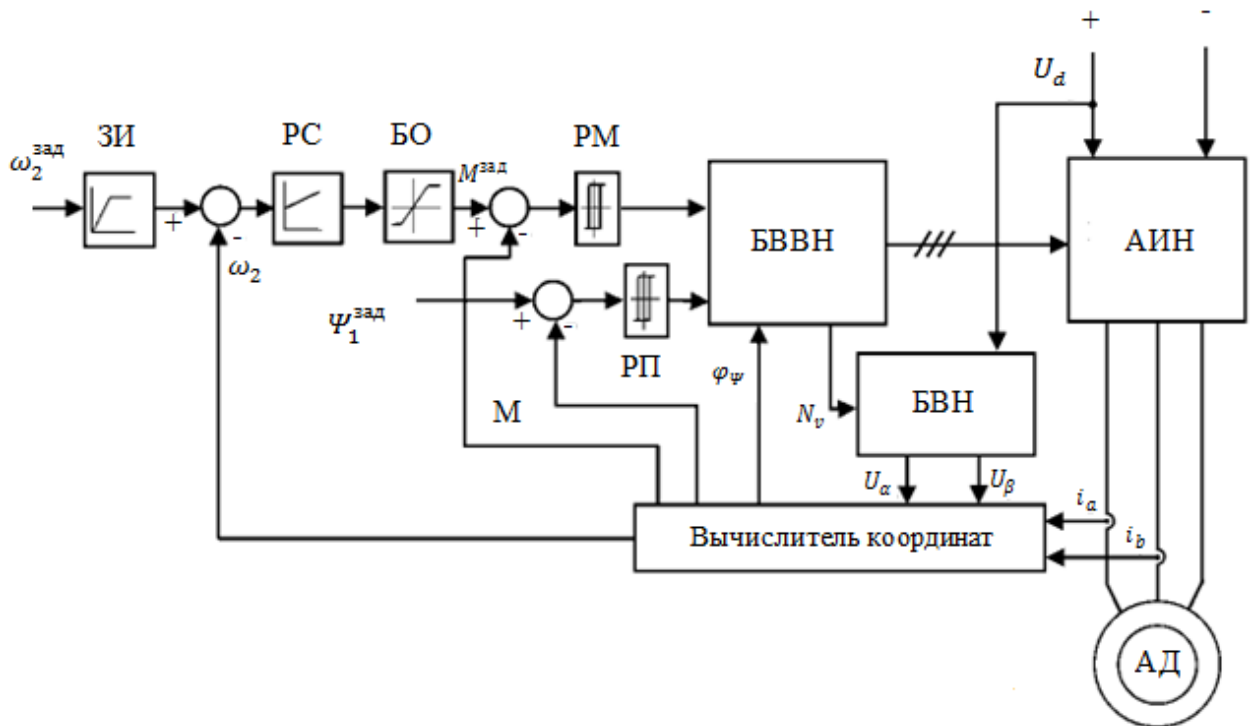


Рисунок 3.1 – Функциональная схема электропривода с прямым управлением моментом

В схеме введены следующие обозначения: ЗИ – задатчик интенсивности; РС – регулятор скорости; БО – блок ограничения; РМ –

регулятор момента; РП – регулятор потокосцепления; БВВН – блок выбора вектора напряжения; БВН – блок вычисления напряжения; АИН – автономный инвертор напряжения; АД – асинхронный двигатель.

РМ строится на основе трехпозиционного релейного звена с зоной нечувствительности и с гистерезисным допуском (рисунок 3.2. а) [80]. РП строится на основе двухпозиционного релейного звена с гистерезисным допуском (рисунок 3.2. б).

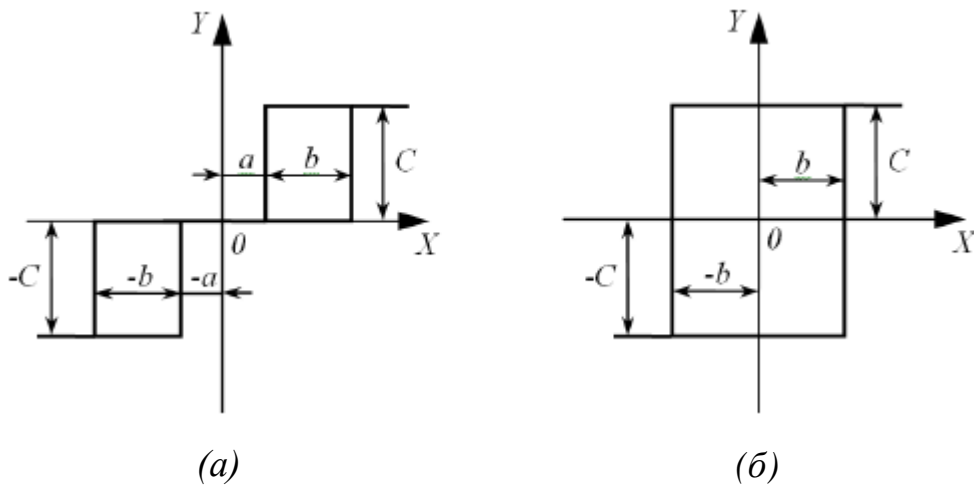


Рисунок 3.2 – Релейные регуляторы момента и потокосцепления

Трехпозиционный релейный регулятор момента описывается следующим образом [43]:

$$Y = \begin{cases} C & \text{при } X > (a + b); \\ -C & \text{при } X < -a; \\ 0 & \text{при } -a < X < a; \\ C & \text{при } X > a; \\ -C & \text{при } X < -(a + b). \end{cases} \quad (3.1)$$

Двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления описывается выражением:

$$Y = \begin{cases} C & \text{при } X > b; \\ -C & \text{при } X < b; \\ C & \text{при } X > -b; \\ -C & \text{при } X < -b; \end{cases} \quad (3.2)$$



Первые два уравнения систем (3.1, 3.2) справедливы в случае  $\frac{dx}{dt} > 0$ , две последние в случае  $\frac{dx}{dt} < 0$ .

Блок выбора вектора напряжения, в котором заложена таблица коммутации (таблица 3.1), получает сигнал с выходов релейных регуляторов.

Таблица 3.1 – Таблица выбора вектора напряжения

$\Delta\Psi_1$	$\Delta M$	Сектор 1	Сектор 2	Сектор 3	Сектор 4	Сектор 5	Сектор 6
1	1	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_1$
	0	$U_0$	$U_7$	$U_0$	$U_7$	$U_0$	$U_7$
	-1	$U_6$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$
0	1	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_1$	$U_2$
	0	$U_7$	$U_0$	$U_7$	$U_0$	$U_7$	$U_0$
	-1	$U_5$	$U_6$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$

Состояния переключения IGBT – транзисторов АИН в классической системе ПУМ определяются в соответствии с таблицей 3.2. Знак «+» в таблице 3.2 соответствует включенному состоянию IGBT – транзистора, знак «-» выключенному. Таким образом, в каждый момент времени любая фаза асинхронного двигателя может быть подключена к плюсовой или минусовой шине звена постоянного тока [41,82].

Таблица 3.2 – Таблица переключения силовых модулей АИН

	$U_1$	$U_0$	$U_2$	$U_7$	$U_3$	$U_0$	$U_4$	$U_7$	$U_5$	$U_0$	$U_6$	$U_7$
VT1	+	-	+	+	-	-	-	+	-	-	+	+
VT2	-	+	-	-	+	+	+	-	+	+	-	-
VT3	-	-	+	+	+	-	+	+	-	-	-	+
VT4	+	+	-	-	-	+	-	-	+	+	+	-
VT5	-	-	-	+	-	-	+	+	+	-	+	+
VT6	+	+	+	-	+	+	-	-	-	+	-	-

Принципиальная схема АИН представлена на рисунке 3.3. Фазные напряжения на выходе АИН представляют собой ступенчатые функции (рисунок 3.4), которые могут видоизменяться в зависимости от алгоритма

управления IGBT – транзисторами в случае возникновения пауз в цикле переключений.

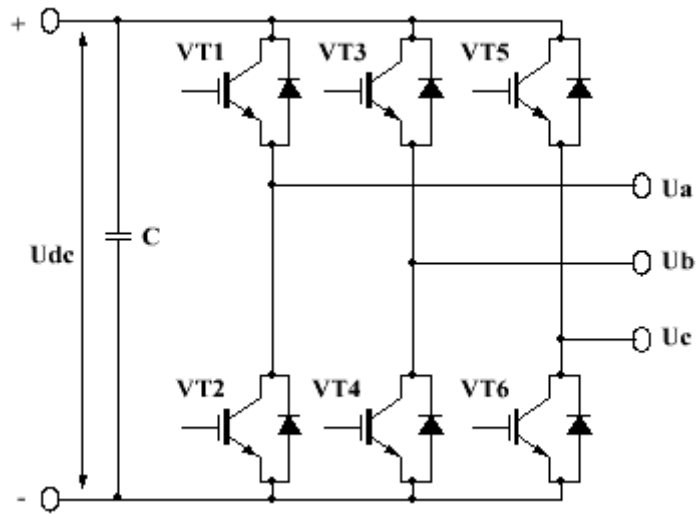


Рисунок 3.3 – Схема автономного инвертора напряжения

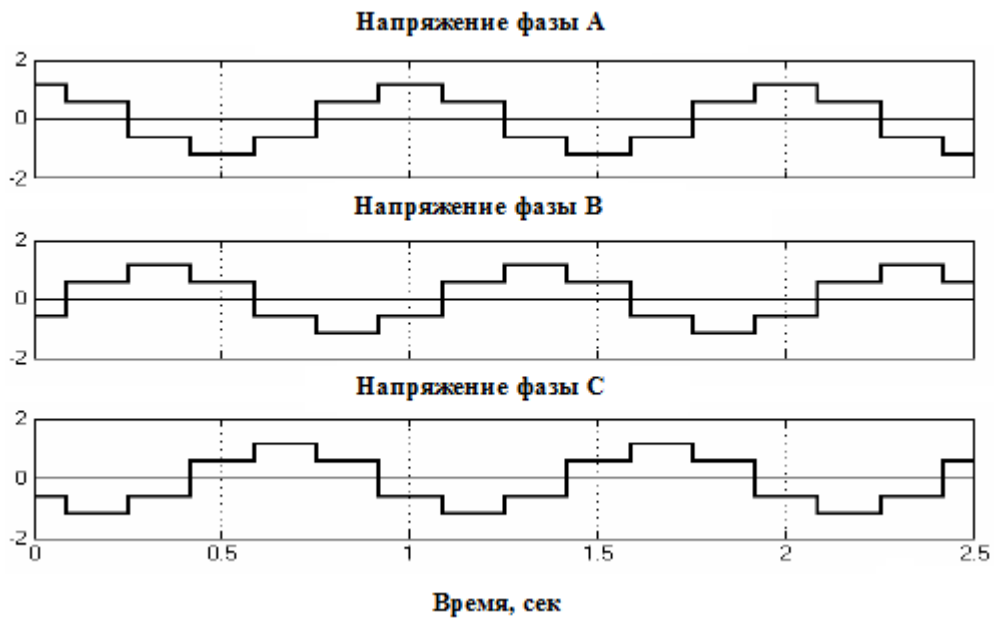


Рисунок 3.4 – Форма фазных напряжений на выходе АИН

Для анализа пространственного положения результирующего вектора выходного напряжения целесообразно перейти из трехфазной системы координат в эквивалентную ортогональную двухфазную, также неподвижную в пространстве, систему координат  $(\alpha-\beta)$  [41,43]. Это преобразование выполняется с помощью выражений:

$$\begin{cases} U_{\alpha} = \frac{2}{3}U_a - \frac{1}{3}(U_b - U_c) = U_a; \\ U_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_b - U_c) = \frac{1}{\sqrt{3}}U_b + \frac{1}{\sqrt{3}}(U_a + U_c) = \frac{1}{\sqrt{3}}U_a + \frac{2}{\sqrt{3}}U_b. \end{cases} \quad (3.3)$$

На рисунке 3.5 представлены кривые изменения во времени составляющих напряжений  $U_{1\alpha}$  и  $U_{1\beta}$ . Математическая модель системы электропривода «двухзвенный преобразователь частоты – асинхронный двигатель» с алгоритмом управления ПУМ приведена на рисунке 3.6.

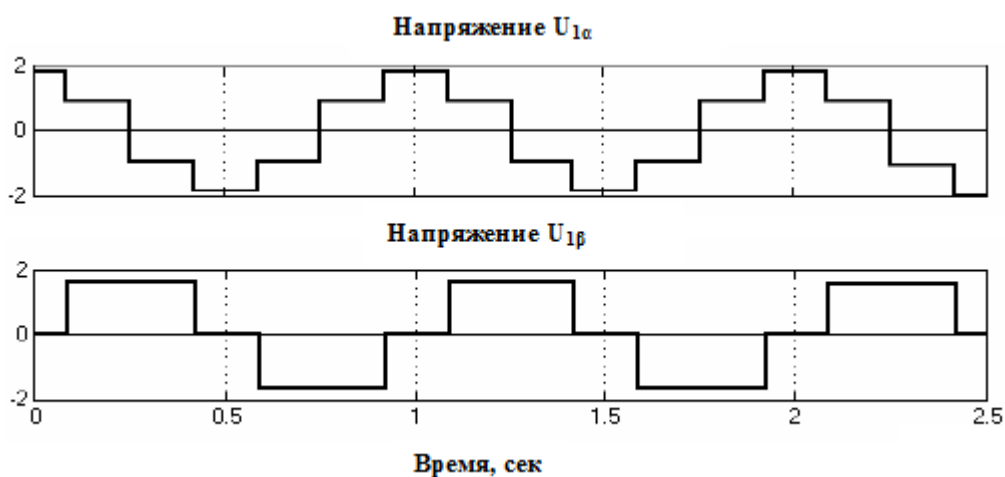


Рисунок 3.5 – Форма фазных напряжений на выходе АИН в двухфазной системе ( $\alpha$ - $\beta$ )

Недостатки, связанные с возрастанием коммутационных потерь в преобразователе частоты и повышению пульсации электромагнитного момента АД, могут быть минимизированы путем использования метода пространственно-векторной модуляции (*direct torque control with space vector modulation* или сокращенно *DTC-SVM*) выходного напряжения преобразователя частоты и отказом от релейных регуляторов потокосцепления и электромагнитного момента [97-101].

Функциональная схема электропривода с алгоритмом ПУМ (*DTC*) на основе пространственно-векторной модуляции напряжения представлена на рисунке 3.6. В представленной схеме введены следующие обозначения: РС, РП, РМ – соответственно регуляторы скорости, потокосцепления и момента; ПВМ – блок пространственно-векторной модуляции; АИН – автономный



выполнены в различных видах: на основе нечеткой логики, нейронных сетей, прогнозирующих регуляторов [99-101].

При методе нейро-нечеткого регулирования потребуется большой объем экспериментальных данных, необходимых для обучения нейронных сетей [102]. Прогнозирующие регуляторы дискретного типа обладают высокой вычислительной интенсивностью. При этом большой практический интерес вызывают системы управления на основе линейных регуляторов момента и потокосцепления в связи с их простотой и хорошо развитой методикой проектирования [102].

Существуют два типа регуляторов момента в системах векторного управления [103]:

- регуляторы момента нелинейного характера;
- регуляторы момента линейного характера.

При использовании нелинейных регуляторов раздельное управление каналами потокосцепления и электромагнитного момента заменяется непрерывным (гистерезисным) управлением. К группе нелинейных регуляторов можно отнести:

- классическую систему ПУМ с таблицей переключения [97];
- систему прямого самоуправления (*DSC – direct self control*) [101];
- систему на основе нейронных сетей;
- систему с регуляторами на основе нечеткой логики.

Регуляторы момента линейного характера функционируют вместе с ШИМ напряжения. При этом в большинстве случаев используется принцип пространственно-векторной модуляции (ПВМ) напряжения. К группе линейных регуляторов относят следующие методы управления электромагнитным моментом [103]: полеориентированное управление (*FOC-field oriented control*) [104,105]; система ПУМ с пространственно-векторной модуляцией напряжения (*DTC-SVM*); система ПУМ с пространственно-векторной модуляцией потока (*DTC-FVM*).

Несмотря на существующие недостатки, классическая система ПУМ используется реже в системах управления электроприводами переменного тока по сравнению с системами *FOC*, *DTC-SVM* и *DTC-FVM*, что обосновано простотой схемного построения данной системы управления.

Функциональная схема системы электропривода ШПМ с ПУМ алгоритмом управления представлена на рисунке 3.7. В схеме введены следующие обозначения: БОЗН – блок определения задающих напряжений; ШИМ – блок широтно-импульсной модуляции; ЗРЭ – звено рекуперации электроэнергии; ЗПТ – звено постоянного тока; АИН – автономный инвертор напряжения; ДС – датчик скорости.

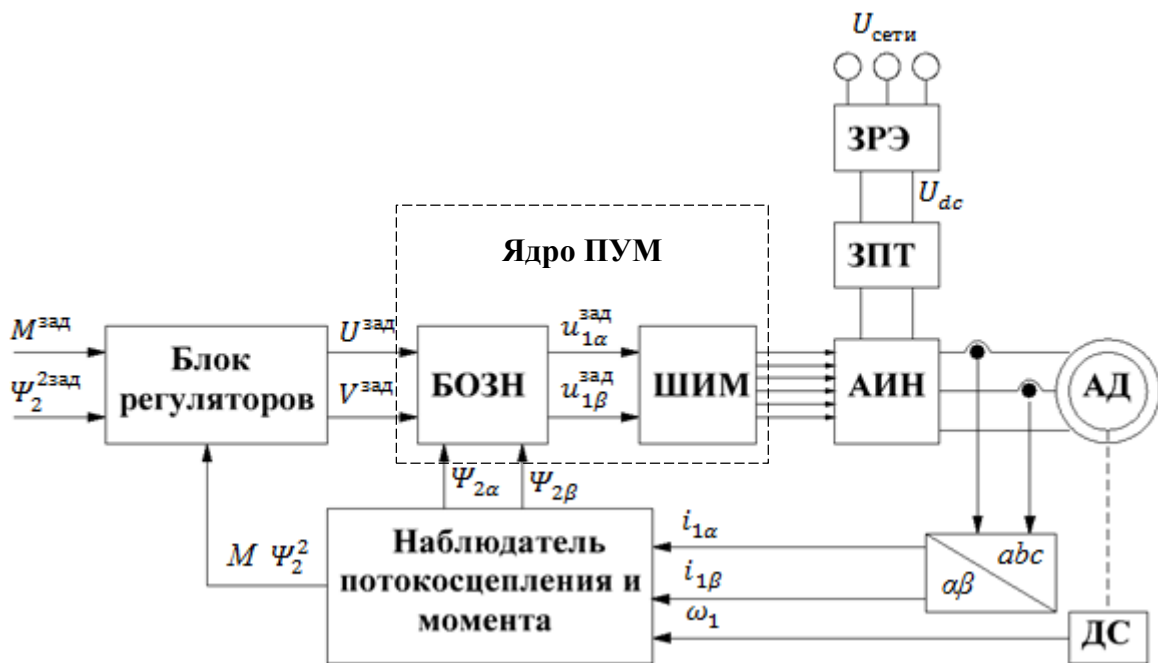


Рисунок 3.7 – Функциональная схема системы электропривода с ПУМ алгоритмом управления

Ядро ПУМ образуют блоки БОЗН и ШИМ. Задающие напряжения  $u_{1\alpha}^{\text{зад}}$ ,  $u_{1\beta}^{\text{зад}}$  для инвертора (АИН) с широтно-импульсной модуляцией формируются в блоке БОЗН, на вход которого поступают сигналы  $U^{\text{зад}}$ ,  $V^{\text{зад}}$  с выхода блока регуляторов (момента и потокосцепления ротора АД). Блок БОЗН описывается следующим образом [50]:

$$\begin{cases} u_{1\alpha}^{\text{зад}} = \frac{V^{\text{зад}}\psi_{2\alpha} - U^{\text{зад}}\psi_{2\beta}}{\psi_2^2}; \\ u_{1\beta}^{\text{зад}} = \frac{U^{\text{зад}}\psi_{2\alpha} + V^{\text{зад}}\psi_{2\beta}}{\psi_2^2}. \end{cases} \quad (3.4)$$

где  $\psi_2^2 = \psi_{2\alpha}^2 + \psi_{2\beta}^2$  – квадрат модуля вектора потокосцепления ротора АД. Порядок определения сигналов  $U^{\text{зад}}$ ,  $V^{\text{зад}}$  описаны в пункте 3.3.1 диссертационной работы.

### 3.2. Разработка функциональной схемы модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ

На основе разработанной математической модели трехмассовой ЭМС ШПМ в режиме рекуперативного торможения, функциональная схема модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ может быть представлена системой подчиненного регулирования, изображенной на рисунке 3.8.

На рисунке 3.8 введены следующие обозначения: ЗРЭ – звено рекуперации электроэнергии; ЗПТ – звено постоянного тока; АИН – автономный инвертор напряжения; АД – асинхронный двигатель; УСН – узел сосуда с концевой нагрузкой; УПР – узел противовеса; ВНК – вычислитель ненаблюдаемых координат;  $\omega^{\text{зад}}$ ,  $\psi^{\text{зад}}$ ,  $M_{\text{упр}}^{\text{зад}}$  – сигналы задания скорости, потокосцепления ротора АД и упругого момента нагрузки ШПМ,  $\psi^{\text{факт}}$ ,  $M_{\text{упр}}^{\text{факт}}$  – фактические сигналы потокосцепления и упругого момента нагрузки, заводимые через обратные связи;  $k_{\text{ос}}$ ,  $k_{\text{оп}}$ ,  $k_{\text{ом}}$ ,  $k_{\text{оум}}$  – соответственно коэффициенты обратных связей по скорости, потокосцеплению ротора, электромагнитному моменту и упругому моменту нагрузки;  $U^{\text{зад}}$ ,  $V^{\text{зад}}$  – выходные сигналы регуляторов момента и потокосцепления ротора АД;  $S_1$  – сокращенно от  $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$ ;  $S_2$  – сокращенно от  $S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}$ ; ФУМ – формирователь упругого момента нагрузки; БС – блок сравнения; БП – блок памяти;  $h_{\text{замед}}$  – высота участка замедления.





Система автоматического управления построена по принципу подчиненного регулирования координат с внешним контуром регулирования скоростью сосудов ШПМ и внутренними контурами регулирования моментом и потокосцеплением ротора АД. Блок «регулятор скорости» (РС) получает информацию о состоянии электропривода (на входе РС сравниваются сигналы отрицательной обратной связи по скорости с сигналом задания по скорости) и выдает задание на контур регулирования ПУМ. В контуре ПУМ формируются соответствующие управляющие сигналы для управления АД. На входе контура ПУМ сравниваются сигналы (фактические) обратных связей по электромагнитному моменту и упругому моменту нагрузки. Фактические сигналы обратных связей по потокосцеплению ротора и электромагнитного момента через блок «вычислитель ненаблюдаемых координат» (ВНК) сравниваются с их заданными сигналами. Результат сравнения является сигналом задания для внутренних контуров потокосцепления ротора и момента. Компенсирующая обратная связь по упругому моменту нагрузки введена для ограничения величины перерегулирования в режиме рекуперативного торможения при спуске концевой нагрузки. Блок ДПЧ с разработанным звеном рекуперации электроэнергии (ЗРЭ) с алгоритмом управления силовыми ключами ( $S_1 - S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$ ) позволяет обеспечить двусторонний обмен энергией между питающей сетью и электродвигателем рассматриваемого механизма, и тем самым позволяет рассматривать систему управления электропривода ШПМ в качестве энергосберегающего привода.

Проведенные компьютерные моделирования существующего электропривода ШПМ на основе двухзвенного преобразователя частоты с активным выпрямителем напряжения со стандартными настройками регуляторов в режиме рекуперативного торможения в программном продукте *PSIM/SimView* представлены на рисунке 3.9.

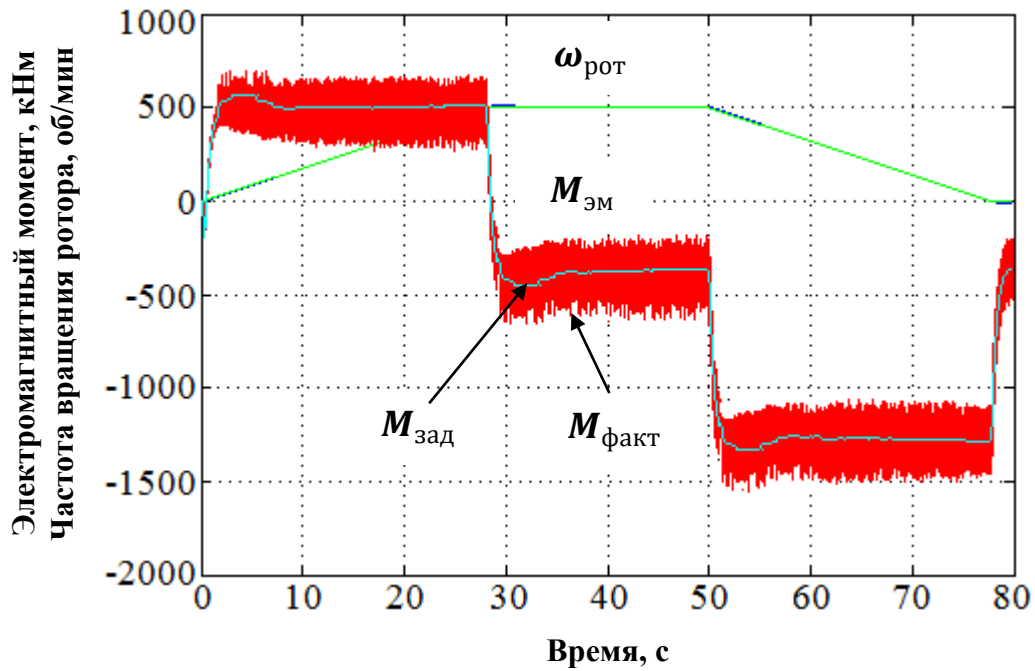


Рисунок 3.9 – Переходный процесс в системе с ограничением момента при стандартной настройке

Таблица 3.3 – Технические данные асинхронного двигателя

Тип асинхронного двигателя: <b>A13-37-6</b>		
1.	Номинальная мощность $P_H$ , кВт	500
2.	Синхронная частота вращения $n_0$ , об/мин	1000
3.	Число пар полюсов АД $p_n$	3
4.	Номинальный КПД АД, %	93.5
5.	Номинальный коэффициент мощности, о.е	0.87
6.	Номинальное скольжение $S_{H,о.е}$	0.02
7.	Кратность пускового момента $M_{п}/M_H$	2
8.	Активное сопротивление статора $R_1$ , Ом	2.427
9.	Индуктивное сопротивление статора $X_1$ , Ом	6.13
10.	Активное сопротивление ротора $R_2'$ , Ом	1.185
11.	Индуктивное сопротивление ротора $X_2'$ , Ом	8.27
12.	Индуктивность контура намагничивания $X_\mu$ , Ом	183.55

Представленный рисунок соответствует режиму рекуперативного торможения в течение цикла работы ШПМ (время цикла принято 80 сек). Основные параметры системы электропривода ШПМ, использованные в ходе компьютерного моделирования, представлены на таблице 3.3. В качестве объекта управления выбран АД с короткозамкнутым ротором серии *A13-37-6*.

Как видно из рисунка 3.9 спуск сосуда с концевой нагрузкой обуславливает появление пульсаций и перерегулирования по каналам электромагнитного момента и скорости сосудов электропривода ШПМ. Как следствие, это приводит к снижению точности управления, повышению электропотребления и увеличению акустических шумов в АД. Также это приводит к снижению быстродействия системы электропривода ШПМ. Перерегулирование по каналу момента достигает значения 7 %, что не приемлемо для ШПМ с точки зрения быстродействия и точности управления. Перерегулирование по каналу скорости составляет 3 %.

Таким образом, рассматривая задачу разработки системы управления скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения, её постановку можно представить в следующем виде. **Постановка задачи:** синтезировать структуру регуляторов, входящих в систему подчиненного регулирования координат, позволяющих улучшить динамические показатели качества электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения.

### **3.3. Синтез регуляторов системы управления электроприводом шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения**

#### **3.3.1. Синтез регуляторов контура ПУМ системы управления электроприводом**

Для синтеза регуляторов системы управления скоростью сосудов ШПМ с ПУМ алгоритмом управления в режиме рекуперативного торможения принята методика, разработанная для систем подчиненного

регулирования координат [48,49,50], откуда следует, что контур момента и контур потокосцепления ротора АД настраивается на технический оптимум, а контур скорости – на симметричный.

***Задача синтеза структуры и алгоритмов работы регуляторов в системе управления электроприводом ШПМ в режиме рекуперативного торможения представлена следующим образом. Исходные данные:*** известная структура системы управления электропривода ШПМ (А.В. Ляхомский, В.Н. Фащиленко, С.Н. Решетняк); известные методы синтеза регуляторов системы управления электропривода с алгоритмом прямого управления моментом (ПУМ) в системе подчиненного регулирования координат (С.А. Ковчин, Е.А. Волкова, Е.М. Овсянников). ***Требуется*** 1) модифицировать структуру системы управления скоростью сосудов ШПМ с целью компенсации в режиме рекуперативного торможения влияние конечной нагрузки; 2) синтезировать регуляторы системы управления электропривода ШПМ; 3) разработать структуры регуляторов системы управления электропривода ШПМ, позволяющих улучшить динамические свойства электропривода в режиме рекуперативного торможения; 4) оценить работоспособность синтезируемых регуляторов системы управления электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения; 5) оценить эффективность разработанной системы управления электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения.

***Разработка модифицированной структуры системы управления скоростью сосудов ШПМ.*** Структурная схема модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ представлена на рисунке 3.8. Модификация известной структуры системы управления электропривода ШПМ осуществлялась посредством добавления блока формирователя упругого момента (ФУМ), состоящего из блока сравнения положения сосуда с заданным значением (БС), блока памяти значения упругого момента на равномерном участке движения сосудов (БП), ключей коммутации. В зависимости от положений ключей коммутации предусмотрено два режима

работы электропривода ШПМ: работа электропривода в режиме стабилизации скорости сосудов (положения ключей  $K1.1$  и  $K1.2$  изображены на рисунке 3); работа в режиме замедления (происходит переключение ключей  $K1.1$  и  $K1.2$ ). При таком варианте организации системы управления исключаются колебания скорости подъема сосудов и момента двигателя в режиме замедления.

***Методика решения задачи синтеза регуляторов системы управления электропривода ШПМ. Метод синтеза регуляторов в системе управления электроприводом ШПМ с алгоритмом работы ПУМ представлен в следующем виде.*** Оптимизация контуров регулирования системы управления электроприводом проводилась в три этапа.

*На первом этапе* проведен синтез регуляторов внутреннего контура системы управления электроприводом ШПМ с алгоритмом работы ПУМ без учета влияния внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки в соответствии со стандартной настройкой на технический оптимум. При этом управление каналами регулирования момента и потокосцепления ротора осуществлялось отдельно с применением линейных регуляторов вместо существующих релейных, что позволило уменьшить пульсации электромагнитного момента АД.

*На втором этапе* проведен синтез контура момента с учетом внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки.

*На третьем этапе* проведен синтез внешнего контура с регулятором скорости (РС). Контур скорости настроен на симметричный оптимум. При этом в процессе настройки внешнего контура не учтено влияние внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки.

Как было отмечено ранее, использование релейных регуляторов в системе электропривода с ПУМ алгоритмом управления приводит к возрастанию коммутационных потерь в преобразователе частоты и возрастанию пульсации электромагнитного момента АД. Одним из способов

устранения данного недостатка является использование раздельного способа управления САУ моментом и потокосцеплением ротора АД [50].

В неподвижной ортогональной системе координат  $(\alpha-\beta)$ , которая связана со статором АД, процессы преобразования описываются системой уравнений [51]:

$$\begin{cases} p\Psi_{1\alpha} = -a_1 i_{1\alpha} + a_3 \Psi_{2\alpha} + a_4 \omega_1 \Psi_{2\beta} + u_{1\alpha}/L_\sigma; \\ p\Psi_{1\beta} = -a_1 i_{1\beta} + a_3 \Psi_{2\beta} - a_4 \omega_1 \Psi_{2\alpha} + u_{1\beta}/L_\sigma; \\ p\Psi_{2\alpha} = a_2 i_{1\alpha} R_2 - \frac{\Psi_{2\alpha}}{T_2} - \omega_1 \Psi_{2\beta}; \\ p\Psi_{2\beta} = a_2 i_{1\beta} R_2 - \frac{\Psi_{2\beta}}{T_2} + \omega_1 \Psi_{2\alpha}; \\ M_{дв} = \frac{3}{2} p_\pi a_2 (\Psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \Psi_{2\beta} i_{1\alpha}), \end{cases} \quad (3.5)$$

где  $\omega_1$  – частота вращения ротора АД (рад/сек);  $p$  – оператор дифференцирования;  $T_2 = L_2/R_2$  – постоянная времени роторной цепи (сек);  $a_1 = \frac{1}{\tau_1} + \frac{(1-\sigma)}{\tau_2}$ ;  $a_2 = \frac{L_m}{L_2}$ ;  $a_3 = L_m/(L_1\tau_2)$ ;  $a_4 = \frac{a_2}{L_\sigma}$ ;  $L_\sigma = \sigma L_1$ ;  $\sigma = L_m^2/(L_1 L_2)$  – коэффициент рассеяния АД;  $\tau_1 = L_\sigma/R_1$ ,  $\tau_2 = \sigma T_2$  – постоянные времени статорной и роторной цепей (сек).

Для получения уравнения, описывающего динамику изменения электромагнитного момента от управляющего воздействия необходимо продифференцировать последнее уравнение системы (3.5).

В результате получим:

$$pM = -\frac{M}{T_0} + K_M U + K_M W_1, \quad (3.6)$$

где  $T_0 = (\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2})^{-1}$ ;  $K_M = \frac{\frac{3}{2} p_\pi a_2}{\sigma L_1}$ ;  $U, W_1$  – управляющее и возмущающее воздействия контура регулирования момента [50],

$$\begin{cases} U = \Psi_{2\alpha} u_{1\beta} - \Psi_{2\beta} u_{2\alpha}; \\ W_1 = \frac{-\omega_1 \left( \frac{M_\Psi}{K_M} + a_2 \Psi_2^2 \right)}{K_M}; \\ M_\Psi = \frac{3}{2} p_\pi a_2 (\Psi_{2\alpha} i_{1\alpha} + \Psi_{2\beta} i_{1\beta}). \end{cases} \quad (3.7)$$

Умножив третье уравнение системы (3.5) на величину  $\Psi_{2\alpha}$ , а четвертое на  $\Psi_{2\beta}$ , и, сложив их, получим:

$$\left(\frac{T_2}{2}\right) p \Psi_2^2 = -\Psi_2^2 + K_\Psi M_\Psi, \quad (3.8)$$

где  $K_\Psi = \frac{2L_2}{3p_n}$ ;  $\Psi_2^2 = \Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2$  – квадрат модуля вектора потокосцепления ротора АД.

Продифференцируем третье уравнение системы (3.7) с учетом (3.5):

$$pM_\Psi = -\frac{M_\Psi}{T_0} + K_M V + K_M W_2, \quad (3.9)$$

где  $V$ ,  $W_2$  – управляющее и возмущающее воздействия в контуре регулирования потокосцепления ротора [50],

$$\begin{cases} V = u_{1\alpha} \Psi_{2\alpha} + u_{1\beta} \Psi_{2\beta}; \\ M_2 = \frac{M\omega_1}{K_M} + \frac{a_2 \Psi_2^2}{T_2} + a_2 R_2 L_\sigma I_1^2, \end{cases} \quad (3.10)$$

где  $I_1^2 = I_{1\alpha}^2 + I_{1\beta}^2$  – квадрат модуля тока статора АД.

Структурная схема замкнутых контуров регулирования скоростью, потокосцеплением и моментом системы управления электроприводом ШПМ с ПУМ алгоритмом управления представлена на рисунке 3.10.

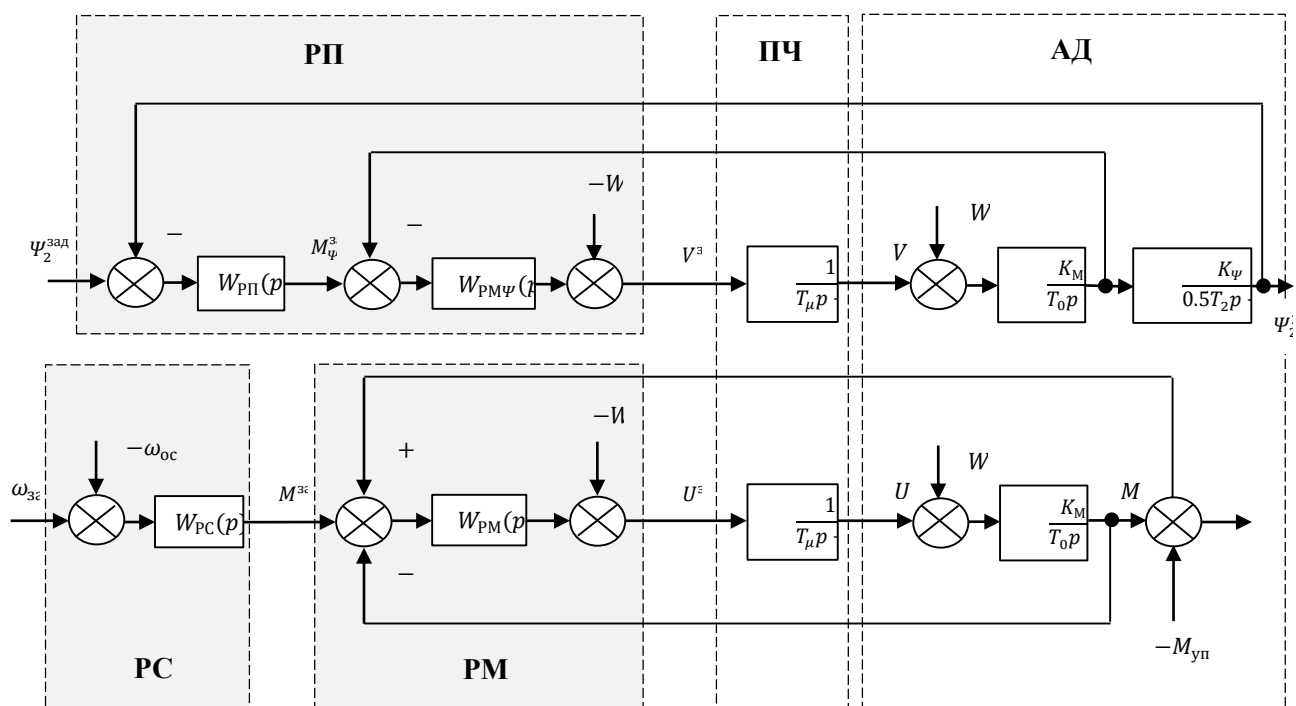


Рисунок 3.10 – Структурная схема синтеза регуляторов системы управления электроприводом ШПМ с ПУМ алгоритмом управления

В структурной схеме 3.10 введены следующие обозначения: РП – регулятор потокосцепления ротора АД; РС – регулятор скорости; РМ – регулятор момента; ПЧ – преобразователь частоты; АД – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Синтез контура момента без учета внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки. На рисунке 3.11. представлена структурная схема контура момента.

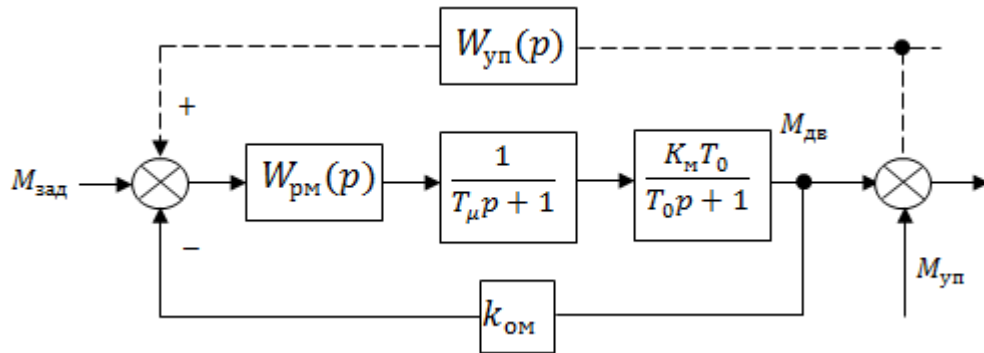


Рисунок 3.11 – Структурная схема контура момента

Передаточная функция разомкнутого контура момента определяется следующим образом:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{рм}}(p) \frac{1}{(T_{\mu}p+1)} \frac{K_M T_0}{(T_0 p+1)} k_{\text{ом}}. \quad (3.11)$$

Передаточная функция желаемого разомкнутого контура момента:

$$W_{\text{раз}}^{\text{жел}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}. \quad (3.12)$$

Находим передаточную функцию РМ:

$$\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} = W_{\text{рм}}(p) \frac{1}{(T_{\mu}p+1)} \frac{K_M T_0}{(T_0 p+1)} k_{\text{ом}}. \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} W_{\text{рм}}(p) &= \frac{(T_{\mu}p+1)(T_0 p+1)}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)K_M T_0 k_{\text{ом}}} = \frac{T_0 p+1}{2T_{\mu}pK_M T_0 k_{\text{ом}}} = \frac{T_0 p}{2T_{\mu}pK_M T_0 k_{\text{ом}}} + \frac{1}{2T_{\mu}pK_M T_0 k_{\text{ом}}} = \\ &= \frac{1}{2T_{\mu}K_M k_{\text{ом}}} + \frac{1}{2T_{\mu}K_M T_0 k_{\text{ом}}} \cdot \frac{1}{p}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Обозначим пропорциональную и интегральную составляющие следующим образом:

$$k_{\text{рм}} = \frac{1}{2T_{\mu}K_M k_{\text{ом}}}. \quad (3.15)$$



$$k_{им} = \frac{k_{рм}}{T_0}. \quad (3.16)$$

Передаточная функция замкнутого контура момента:

$$W_{зам}(p) = \frac{W_{рм}(p) \frac{1}{(T_\mu p + 1)(T_0 p + 1)} k_{ом}}{1 + W_{рм}(p) \frac{1}{(T_\mu p + 1)(T_0 p + 1)} k_{ом}}. \quad (3.17)$$

В результате получим:

$$W_{зам}(p) \approx \frac{1/k_{ом}}{2T_\mu p + 1}. \quad (3.18)$$

Примем  $2T_\mu = T_\mu$ . Тогда:

$$W_{зам}(p) \approx \frac{1/k_{ом}}{T_\mu p + 1}. \quad (3.19)$$

Передаточная функция контура потокосцепления получена в следующем виде:

$$W_{рп}(p) = k_{рп} + \frac{k_{ип}}{p}, \quad (3.20)$$

где  $k_{рм}, k_{рп} = \frac{T_2}{8T_\mu k_\pi}$  — соответственно пропорциональные составляющие *РМ* и *РП*;  $k_{им}, k_{ип} = 2k_{рп}$  — соответственно интегральные составляющие *РМ* и *РП*;  $T_\mu$  — чистое время запаздывания преобразователя частоты, равное периоду ШИМ (сек);  $T_0 = \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}\right)^{-1}$ ;  $k_M = \frac{1.5pL_m}{L_r L_\sigma}$ ;  $k_{ом}$  — коэффициент обратной связи по моменту,  $T_2 = L_2/R_2$  — постоянная времени роторной цепи (сек),  $k_\pi = \frac{2L_2}{3p_\pi}$ .

*Синтез контура момента с учетом внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки.* Передаточная функция упругого момента нагрузки (рисунок 3.11) определяется следующим образом:

$$W_{уп}(p) = \frac{1}{W_{рм.зам}(p) \frac{1}{(T_\mu p + 1)(T_0 p + 1)} k_{ом}}. \quad (3.21)$$

В результате получим:

$$W_{уп}(p) = \frac{(T_0 p + 1) k_{ом}}{k_M T_0} (T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1). \quad (3.22)$$

Синтез внешнего контура скорости системы электропривода ШПМ. Структурная схема внешнего контура скорости системы электропривода ШПМ представлена на рисунке 3.12.

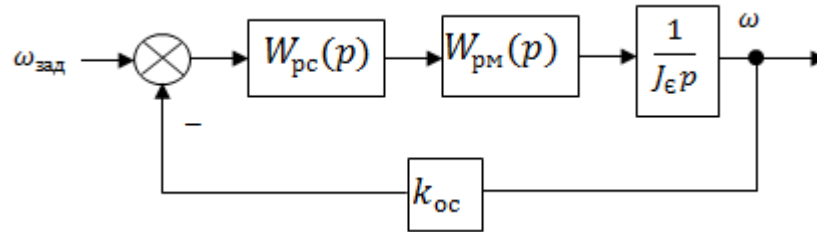


Рисунок 3.12 – Структурная схема контура скорости

Внешний регулятор в системах ПУМ, как правило, регулятор пропорционально – интегрального вида [52]. Однако, известны системы, в которых используются П – регуляторы и ПИД – регуляторы. Внешний контур регулирования в системах ПУМ замкнут по частоте вращения двигателя. Сигнал обратной связи может быть получен путем прямого измерения частоты вращения с помощью вращающегося датчика скорости любого вида, либо может быть вычислен в вычислителе ненаблюдаемых координат на основании информации о фазных напряжениях и токах асинхронного двигателя. В процессе настройки внешнего контура не учтено влияние внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки.

Передаточная функция разомкнутого контура скорости определяется следующим образом:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{рс}}(p) \frac{1/k_{\text{ом}}}{(T_{\mu}p+1)} \cdot \frac{1}{J\epsilon p} k_{\text{ос}}. \quad (3.23)$$

Передаточная функция желаемого разомкнутого контура скорости:

$$W_{\text{раз}}^{\text{жел}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}. \quad (3.24)$$

Находим передаточную функцию РС:

$$\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} = W_{\text{рс}}(p) \frac{1/k_{\text{ом}}}{(T_{\mu}p+1)} \cdot \frac{1}{J\epsilon p} k_{\text{ос}}. \quad (3.25)$$

$$W_{pc}(p) = \frac{(T_\mu p + 1)J_\epsilon p k_{om}}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)k_{oc}} = \frac{J_\epsilon p k_{om}}{2T_\mu p k_{oc}}. \quad (3.26)$$

Полученный П – регулятор скорости характеризуется перерегулированием 43 %, что недопустимо с точки зрения быстродействия системы электропривода ШПМ. Для получения желаемых показателей качества настроим контур скорости на симметричный оптимум.

Передаточную функцию желаемого разомкнутого контура скорости при настройке на симметричный оптимум примем:

$$W_{раз}^{жел}(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)}. \quad (3.27)$$

Находим передаточную функцию РС:

$$\frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)} = W_{pc}(p) \frac{1/k_{om}}{(T_\mu p + 1)} \cdot \frac{1}{J_\epsilon p} k_{oc}. \quad (3.28)$$

$$W_{pc}(p) = \frac{(4T_\mu p + 1)(T_\mu p + 1)J_\epsilon p k_{om}}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)k_{oc}} = \frac{(4T_\mu p + 1)J_\epsilon k_{om}}{8T_\mu^2 p^2 k_{oc}}. \quad (3.29)$$

Разделим на составляющие:

$$W_{pc}(p) = \frac{J_\epsilon k_{om}}{4T_\mu k_{oc}} + \frac{J_\epsilon k_{om}}{16T_\mu^2 k_{oc}} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.30)$$

В итоге получим:

$$k_{pc} = \frac{J_\epsilon k_{om}}{4T_\mu k_{oc}}, \quad (3.31)$$

$$T_{ис} = \frac{16T_\mu^2 k_{oc}}{J_\epsilon k_{om}}, \quad (3.32)$$

где  $k_{pc}, T_{ис}$  – соответственно пропорциональная и интегральная составляющие РС;  $k_{oc}$  – коэффициент обратной связи по скорости.

Параметры регуляторов в ходе исследований динамики синтезируемых регуляторов системы управления электроприводом выбраны из соображения обеспечения желаемого быстродействия по каналам электромагнитного момента и скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения.

### 3.3.2. Исследование динамики синтезируемых регуляторов

*Оценка работоспособности синтезируемых регуляторов системы управления электроприводом ШПМ производилась на разработанной*

компьютерной модели в среде *Power Simulation*. На рисунке 3.13 представлен результат компьютерного моделирования системы электропривода ШПМ при настройке системы управления на основе предложенной методики с учетом влияния внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки.

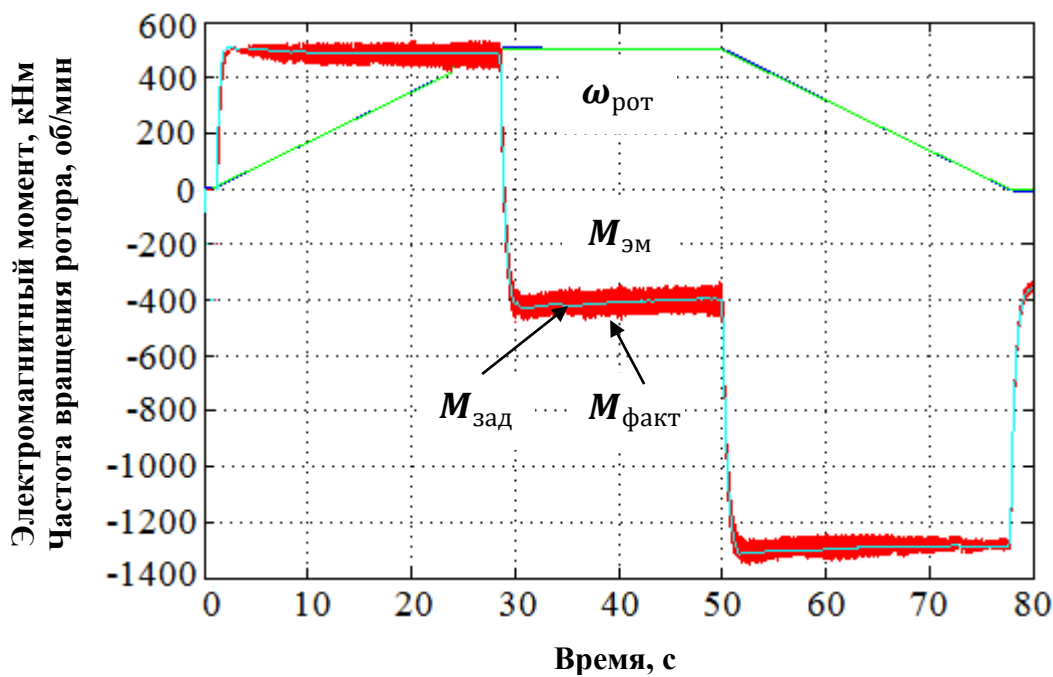


Рисунок 3.13 – Переходный процесс в системе с ограничением момента при настройке системы управления на основе предложенной методики

Рисунок 3.13 иллюстрирует монотонный характер изменения электромагнитного момента в системе с оптимизированной структурой и практически отсутствием перерегулирования в моментах пуска, сброса нагрузки и перехода в режим замедления ШПМ, что является наиболее предпочтительным с точки зрения быстродействия системы электропривода.

В результате оптимизации контуров регулирования величина перерегулирования по каналу скорости уменьшалась с 3% до 1%. Также принцип раздельного управления каналами потокосцепления и моментом позволил уменьшить пульсации электромагнитного момента АД на 10 %.

Осциллограммы возникающих усилий в канатах ШПМ, а также линейной скорости перемещения сосуда с концевой нагрузкой в режиме

рекуперативного торможения приведены на рисунках 3.14 и 3.15 соответственно.

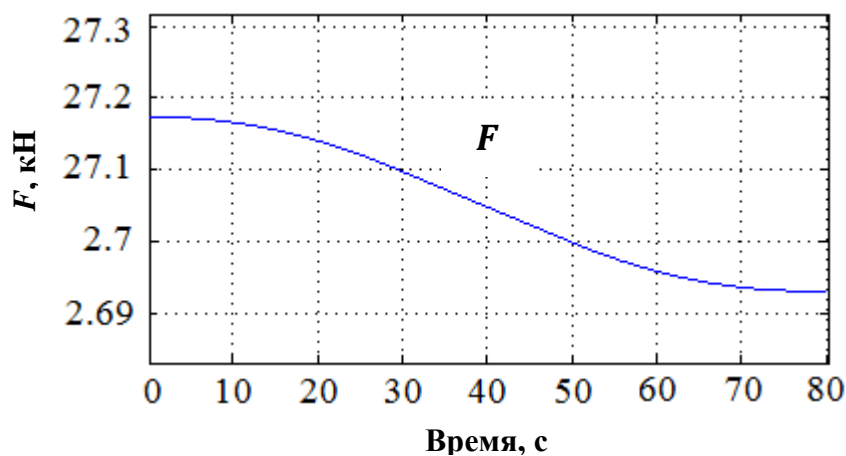


Рисунок 3.14 – Усилия в канатах ШПМ в режиме рекуперативного торможения при моделировании

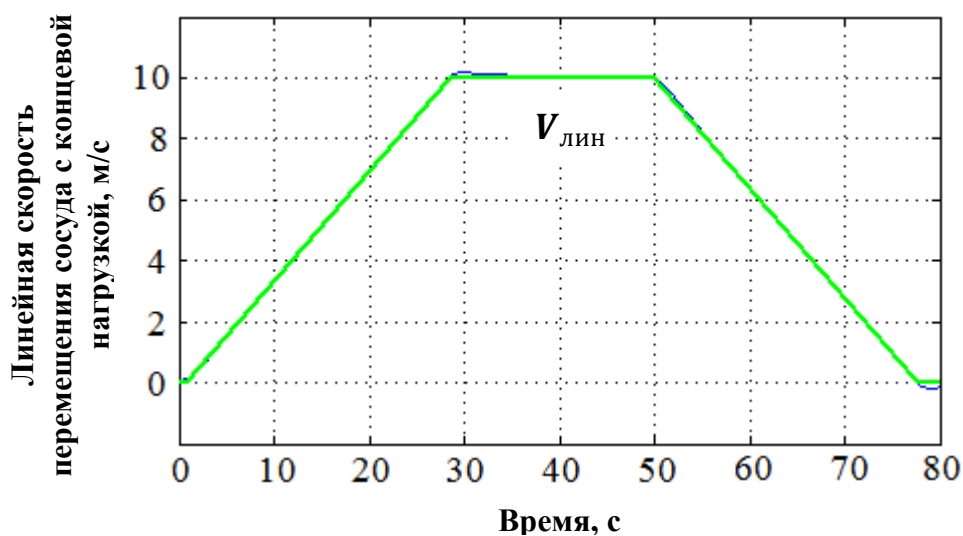
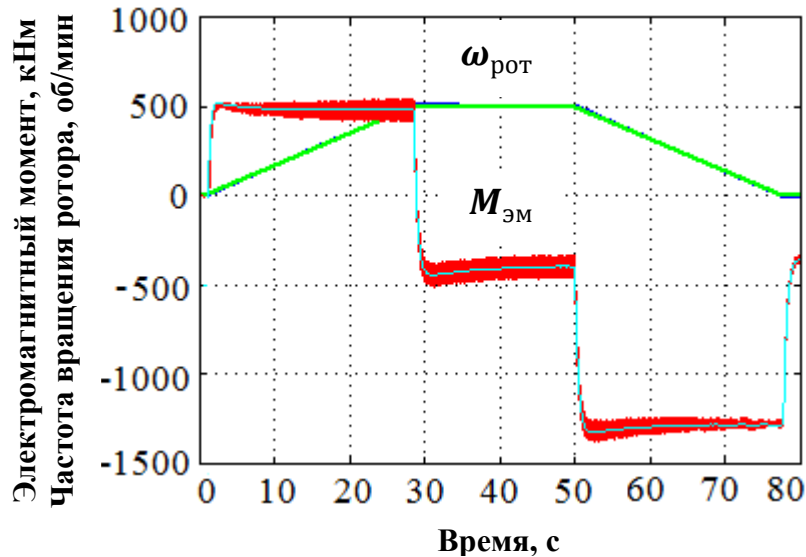


Рисунок 3.15 – Осциллограммы линейной скорости движения сосуда с концевой нагрузкой в режиме рекуперативного торможения

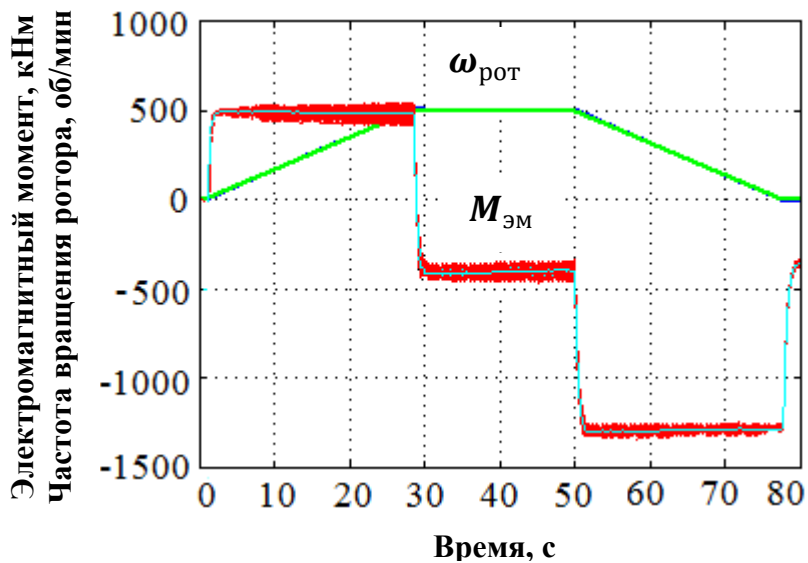
Проведенный анализ влияния жесткости канатов на динамику усовершенствованной структуры системы электропривода в режиме рекуперативного торможения представлен на рисунке 3.16.

Рассмотрены реакции каналов электромагнитного момента и скорости сосудов без учета компенсации влияния жесткости канатов (рисунок 3.16.а) и с учетом компенсации влияния жесткости канатов (рисунок 3.16. б) на

динамику усовершенствованного электропривода ШПМ с оптимизированной структурой (приведенные осциллограммы соответствуют процессу рекуперации на участке замедления электропривода ШПМ).



(а)



(б)

Рисунок 3.16 – Осциллограммы электромагнитного момента и скорости сосудов ШПМ при влиянии жесткости канатов (а), при компенсации влияния жесткости канатов (б)

Как видно из рисунка 3.16.а жесткость канатов ухудшает быстродействие системы электропривода, так как перерегулирование по

отношению к системе с учетом компенсации влияния жесткости канатов (рисунок 3.16.б) намного выше (5% против 3%).

Кроме того, как показали проведенные исследования, не учет влияния жесткости упругих элементов ухудшает быстродействие системы электропривода (рассмотрена традиционная система электропривода на основе активного выпрямителя напряжения) в режиме рекуперативного торможения.

Оценка эффективности разработанной структуры системы управления электропривода ШПМ осуществлялась в сравнении с альтернативными системами ПУМ на основе классических П и ПИ – регуляторов скорости в режиме рекуперативного торможения в среде *Matlab/Simulink*. Результаты компьютерного моделирования представлены на рисунке 3.17.

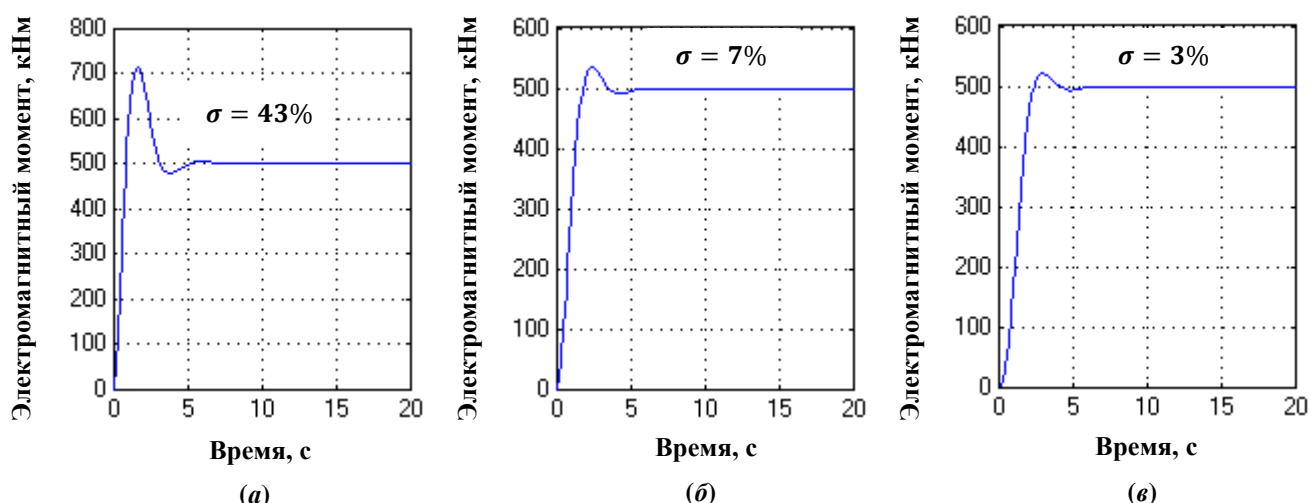


Рисунок 3.17 – Переходный процесс в системе с ограничением по моменту со стандартными настройками на основе П – регулятора скорости (а), ПИ – регулятора скорости (б) и на основе оптимизированной структуры (в)

Как видно из рисунка 3.17, выбранная стратегия настройки регуляторов системы электропривода позволила сократить величину перерегулирования с 43 % (П – регулятор), 7 % (ПИ – регулятор) до 3 %.

На основании полученных результатов компьютерного моделирования приходим к следующему выводу: предложенная методика поэтапного

синтеза контуров регулирования системы управления электроприводом ШПМ позволила на первом этапе определить влияние внутренних возмущений и реакцию системы управления на влияние концевой нагрузки. Последующий этап синтеза с дополнительным введением внутренней положительной обратной связи по упругому моменту нагрузки позволил оптимизировать структуру системы управления, в результате, пульсации электромагнитного момента сократились на 10%, величина перерегулирования по каналу момента уменьшалась в 2.33 раза по сравнению со стандартными настройками с ПИ – регулятором скорости, а также величина перерегулирования по каналу скорости уменьшалась с 3% до 1%.

Для линеаризации нелинейной системы использован принцип линеаризации в окрестности рабочей точки (*Linearization around the operating point*). Определение рабочей точки осуществляется на основе симуляции разомкнутой системы управления электроприводом. Данный принцип широко используется при линеаризации нелинейных систем в среде *Matlab*. Линеаризация нелинейной системы в среде *Matlab* осуществляется в следующем порядке: 1) строится модель системы управления; 2) определяются (задаются) точки входа и выхода системы управления командой *Linearization points (Input and output points)*; 3) в пункте *Control Design* выбирается *Linearization Analysis* (рисунок 3.18); 4) желаемый характер (значение) выходного сигнала задается в окне инструмента линеаризации командой *Trim* (рисунок 3.18); 5) генерируется *C-code Trim* модели системы управления; 6) линеаризованная модель сохраняется в рабочей области (*Workspace*).

Для оценки характеристик и выходных координат системы управления на основе линейного регулятора используется команда *Sisotool (linear)*. Передаточную функцию линеаризованной модели можно получить командой *tf (linear)*. Устойчивость системы управления подтверждается диаграммой *Bode* (рисунок 3.19) и соответствием оптимизированной структуры по критерию Найквиста (*Nyquist Plot*).



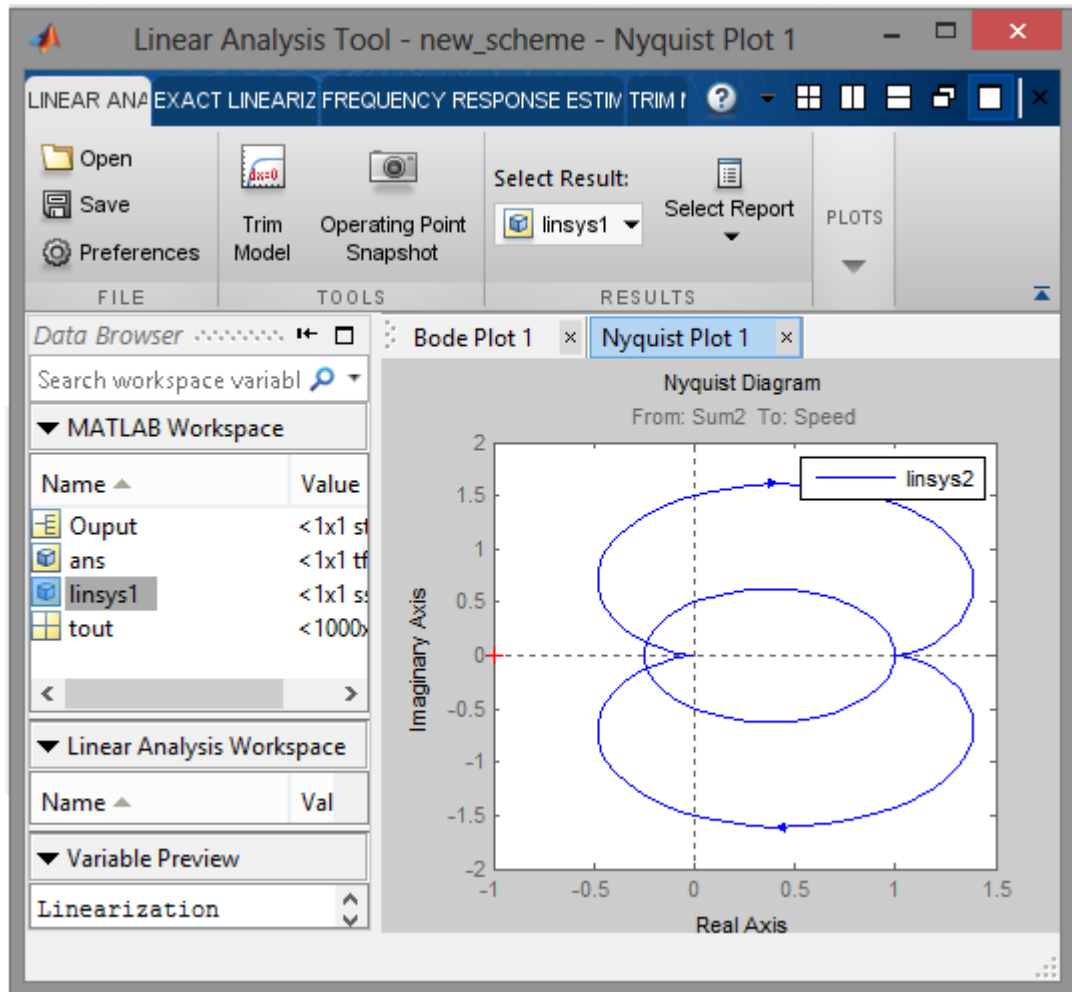


Рисунок 3.18 – Окно инструмента линеаризации и диаграмма Найквиста

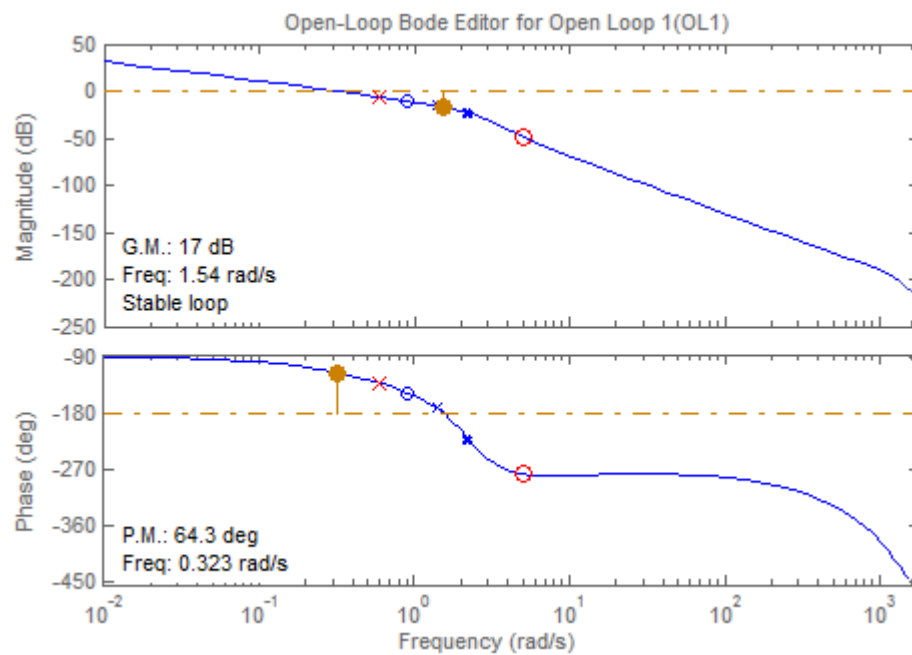


Рисунок 3.19 – Окно диаграммы *Bode*

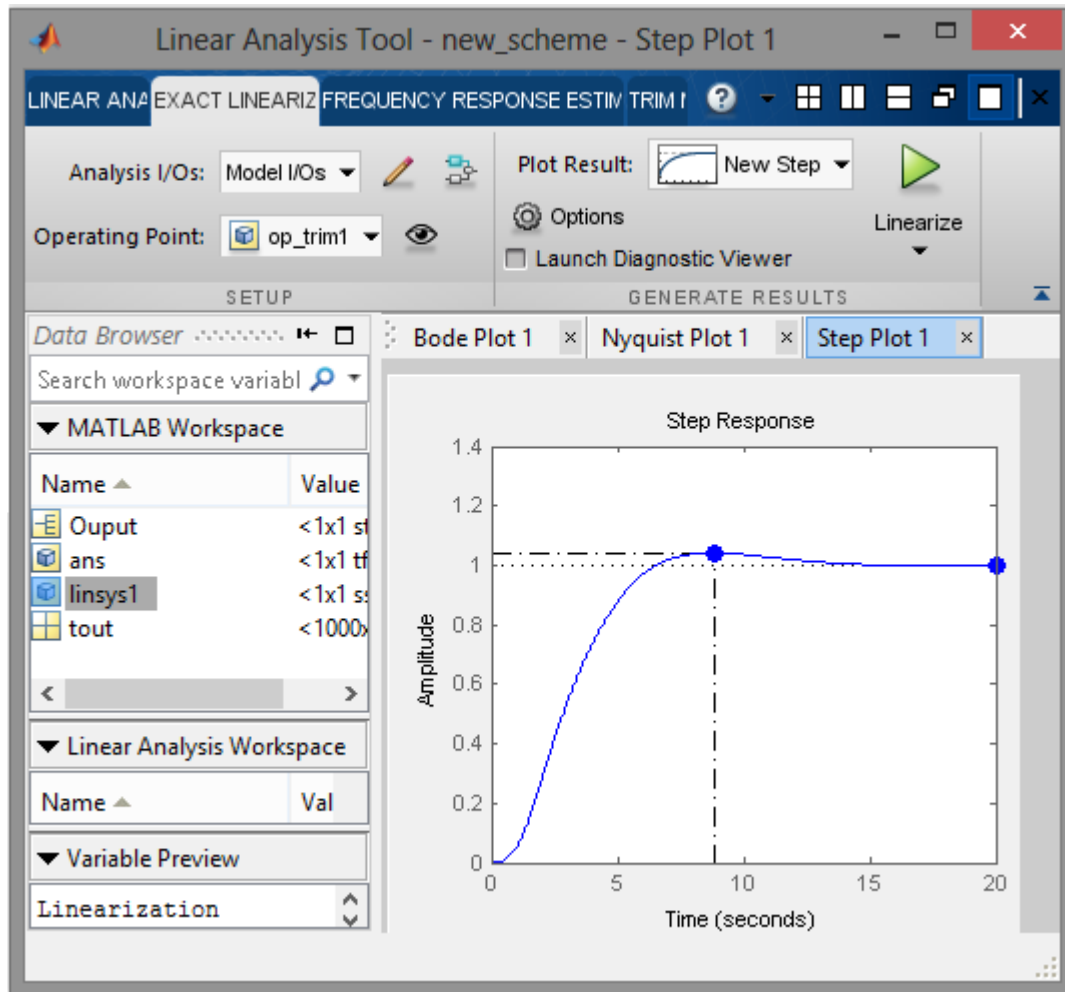


Рисунок 3.20 – Окно инструмента линейзации

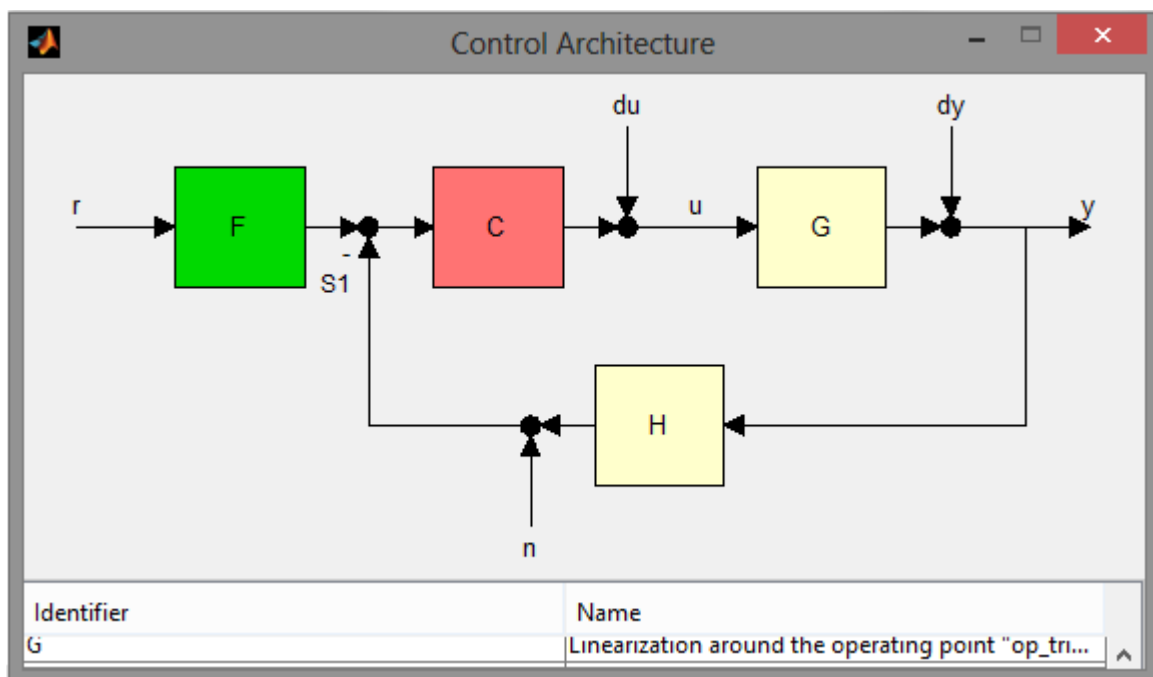


Рисунок 3.21 – Архитектура системы управления электропривода

На рисунке 3.20 представлено окно инструмента линеаризации модели. Архитектура оптимизированной системы управления электроприводом представлена на рисунке 3.21. На рисунке 3.21 введены следующие обозначения:  $F$  (*Prefiltr*) – входной фильтр;  $C$  (*Controller*) – регулятор скорости ПИ-типа;  $G$  (*Engine*) – электродвигатель (АД с короткозамкнутым ротором);  $H$  – датчик обратной связи.

Анализ области применения синтезируемых регуляторов системы управления электроприводом ШПМ или диапазон, в пределах которого использование оптимизированной системы может обеспечить предъявляемые качества электропривода, произведен на основе результатов компьютерного моделирования в среде *Matlab/Simulink* с применением библиотеки *Control System Toolbox*. В качестве объекта управления выбран асинхронный электродвигатель различной мощности (выбран стандартный ряд мощностей АД с короткозамкнутым ротором). В таблице 3.4 приведены результаты анализа (значение перерегулирования  $\sigma$  при соответствующей мощности АД).

Таблица 3.4 – Допустимый область применения синтезируемых регуляторов

$P_n$ , кВт	110	132	160	200	250	315	355	400	500	560	630	710	800	900
$\sigma$ , %	-	-	-	-	0.5	1.2	1.6	2.1	3	3.8	4.7	5.6	6.5	7.5

Проведенный анализ показывает, что в диапазоне мощностей от 110 до 500 кВт система управления электроприводом ШПМ на основе оптимизированной структуры обеспечивает заданные показатели качества (быстродействие системы электропривода в пределах (не превышает), заявленных в диссертационной работе значений -  $\sigma = 3$  %). Знак «→» в таблице 3.4 показывает монотонный характер переходного процесса без перерегулирования. При мощностях 560 - 630 кВт перерегулирование находится в пределах пятипроцентной зоны  $\sigma = 3.8 - 4.4$  %. Дальнейшее

увеличение мощности АД приводит к увеличению перерегулирования и отклонению показателей качества от заявляемых показателей.

Таким образом, использование оптимизированной структуры системы управления электроприводом ШПМ на основе синтезируемых регуляторов может обеспечить заявляемые показатели качества электропривода в диапазоне мощностей 110 кВт - 630 кВт.

### **Выводы по третьей главе**

1. Разработана модифицированная система управления скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения. Разработанная структура построена по принципу подчиненного регулирования координат и обеспечивает компенсацию влияния концевой нагрузки ШПМ в режиме рекуперативного торможения.

2. Проведено компьютерное моделирование существующей системы электропривода ШПМ на основе двухзвенного преобразователя частоты с активным выпрямителем напряжения со стандартными настройками регуляторов системы управления. Установлено, что при стандартной настройке регуляторов величина перерегулирования по каналу электромагнитного момента АД имеет значение  $\sigma=7\%$ , что неприемлемо с точки зрения быстродействия системы электропривода. Кроме того, стандартная настройка характеризуется большими пульсациями электромагнитного момента АД, что обусловлено наличием релейных регуляторов и совместным управлением каналами потокосцепления ротора и моментом АД.

3. Проведен синтез контуров регулирования системы управления скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения. Предложена поэтапная методика синтеза контуров регулирования, позволяющая оценить влияние внешних возмущающих воздействий (влияние концевой нагрузки ШПМ) и улучшить быстродействие системы

электропривода ШПМ. Разработанная модифицированная система управления скоростью сосудов ШПМ и предложенная методика настройки регуляторов системы управления позволили сократить пульсации электромагнитного момента АД в режиме рекуперативного торможения на 10% по сравнению с существующим электроприводом ШПМ, а также величина перерегулирования по каналу скорости уменьшалась с 3% до 1%.

4. Проведенная оценка эффективности разработанной структуры системы управления показала, что при оптимизированной структуре величина перерегулирования по моменту уменьшалась на 2.33 раза по сравнению с классическими методиками настройки регуляторов (ПИ – регулятор скорости).

## ГЛАВА 4. МОДЕЛЬНЫЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ РЕКУПЕРАТИВНОГО ТОРМОЖЕНИЯ

### 4.1. Пакет визуального программирования *Power Simulation*

*Powersimulation (PSIM)* предназначен для построения непрерывных и дискретных моделей и относится к семейству языков имитационного моделирования наряду с такими языками моделирования как *Process Charter*, *Extend+BPR*, *Arena (SIMAN)*, *ProModel*, *Rethink*, *Pilgrim* и др. [53, 54]. Основная задача языка *PSIM* заключается в построении описания или математической модели воображаемой или реальной системы. Любая динамическая модель состоит из множества взаимосвязанных элементов, описываемых переменными. Элементы модели, а также связи между ними определяют структуру самой модели. Говорят, что динамическая модель (математическая, имитационная) построена, если определены все переменные и связи между ними, то есть, если задана структура модели. Для определения имитационных моделей в *PSIM* существует редактор диаграмм, в котором все переменные представляются графическими объектами. Каждая связь отражает некоторую зависимость между переменными, соединенными данной связью. Точное определение вида зависимости определяется уравнением, записанном на языке *PSIM*.

*PSIM* дает возможность видеть на одной и той же диаграмме структуру и уравнения модели, а также ее поведение. Для отображения поведения модели в ходе моделирования существуют анимационные средства и динамические объекты, которые можно размещать на диаграмме произвольным образом. Поведение модели определяется из имитационных экспериментов (имитаций) с моделью и может быть использовано не только для анализа самой модели, но и для улучшения понимания поведения

моделируемой системы в различных ситуациях. Язык имитационного моделирования *PSIM* может быть использован для построения моделей как простых, так и сложных систем. *PSIM* является достаточно мощным инструментом, позволяющим не только быстро и наглядно строить и анализировать системно-динамические модели, но и демонстрировать в доступной форме результаты моделирования.

*PSIM* относится к тому семейству языков имитационного моделирования (*Dynamo*, *Stella/iThink*, *Vensim*, *Rusim*), который достаточно быстро и эффективно позволяет овладеть техникой имитационного моделирования [55]. Благодаря этому, он получил широкое распространение среди проектировщиков и инженеров (пока только за пределами России), и в этом смысле является более доступным в освоении, нежели чисто технические среды разработки имитационных моделей, такие как *GPSS*, *GASP*, *SIMSCRIPT*, *SIMULA*, *SLAM*, *SIMULINK* и др. [53, 56]. Имитационное моделирование позволяет оценить переходные процессы, протекающие в моделях подъемной установки с различными структурами управления, и в последующем дать оценку адекватности моделей и реальной подъемной установки.

#### **4.1.1. Динамический анализ усовершенствованного электропривода**

Для проверки достоверности аналитических расчетов и детального изучения особенностей работы усовершенствованной структуры в среде *PSIM* построена имитационная модель системы электропривода (рисунок 4.1). За основу взяты реальные параметры АД (мощность АД принята 2.2 кВт, синхронная скорость вращения ротора 1500 об/мин) и параметры ДПЧ со звеном рекуперации электроэнергии. При составлении имитационной модели системы ЭП использовались принятые в преобразовательной технике следующие допущения [57, 58]: источник питания является идеальным источником напряжения; цепи постоянного и переменного тока, включая

нагрузку (АД), содержат только линейные элементы, поэтому описываются линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами; ключевые элементы являются идеальными. Сформулированные допущения приняты в большинстве работ по преобразовательной технике и не приводят к заметным погрешностям при расчете основных электромагнитных процессов [58].

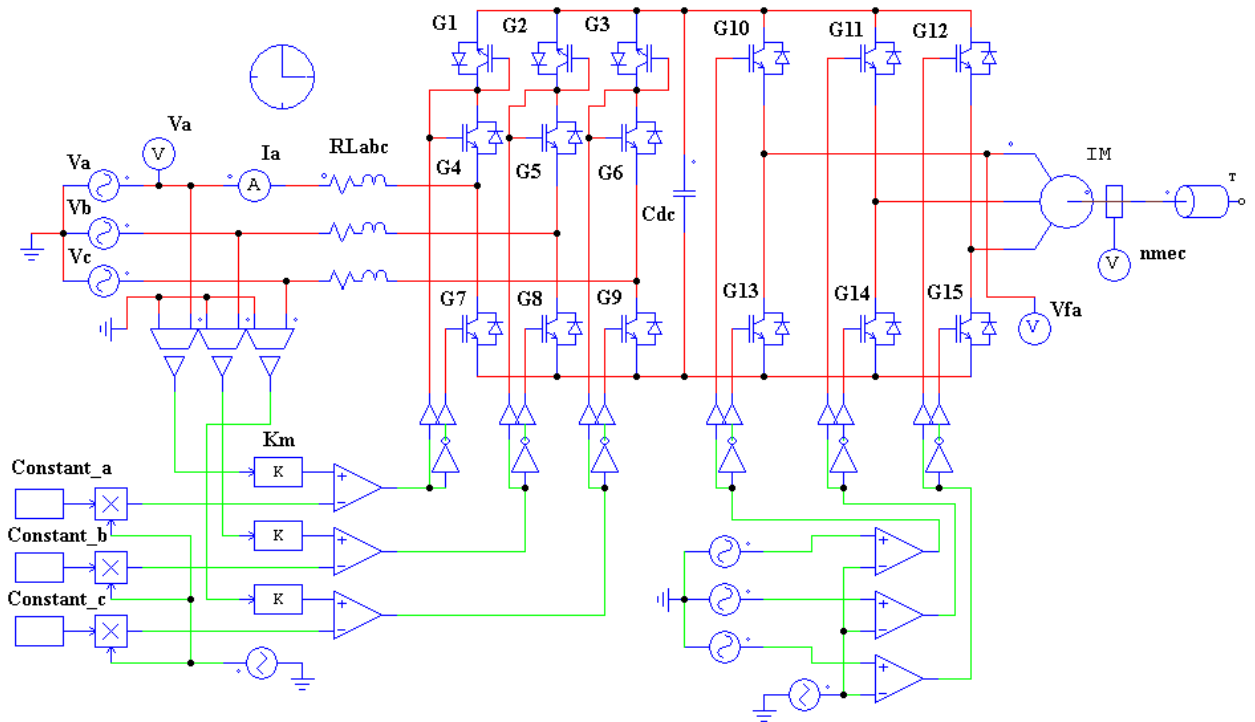


Рисунок 4.1 – Имитационная модель системы электропривода

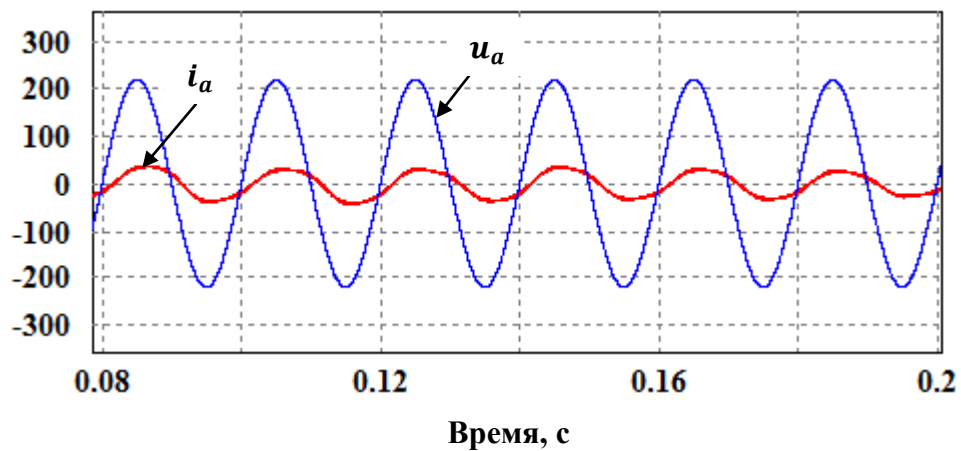


Рисунок 4.2 – Осциллограмма тока и напряжения системы электропривода на стороне питающей сети



Осциллограммы тока и напряжения асинхронного электропривода приведены на рисунке 4.2. Коэффициент мощности имеет значение 0.92. Спектральный анализ тока и напряжения, а также ЛАЧХ системы электропривода приведены на рисунках 4.3 и 4.4. соответственно.

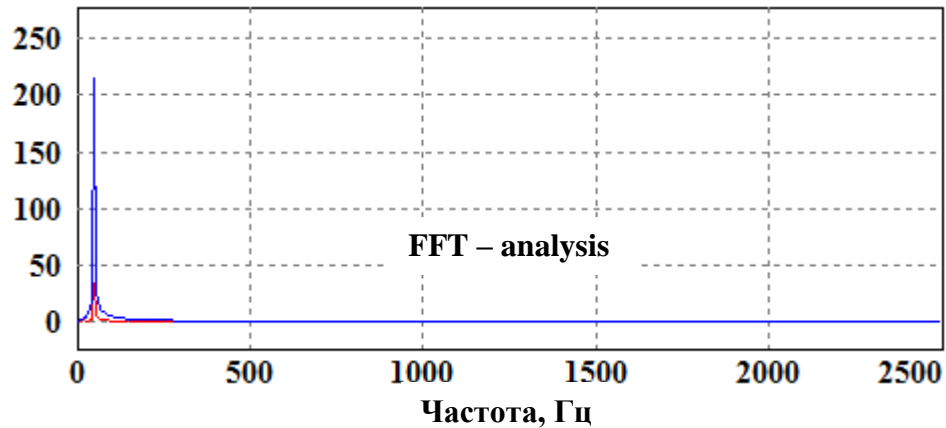


Рисунок 4.3 – Спектральный анализ тока и напряжения системы ЭП

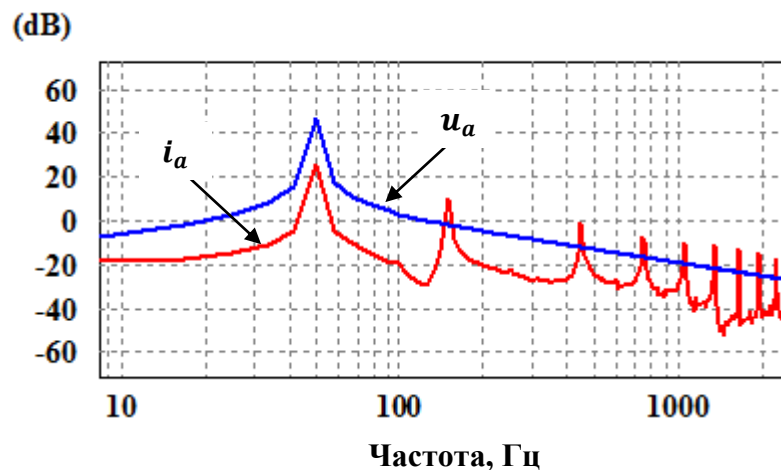


Рисунок 4.4 – ЛАЧХ системы электропривода

Проведенный спектральный анализ тока и напряжения системы электропривода на стороне питающей сети показали, что основную долю занимает фундаментальная частота (50 Гц), а частоты выше фундаментальной оказывают незначительное влияние на гармонический состав переменных, что подтверждает эффективность разработанного схемного решения. Осциллограмма напряжения на зажимах статора АД и ее спектральный анализ приведены на рисунках 4.5 и 4.6 соответственно.

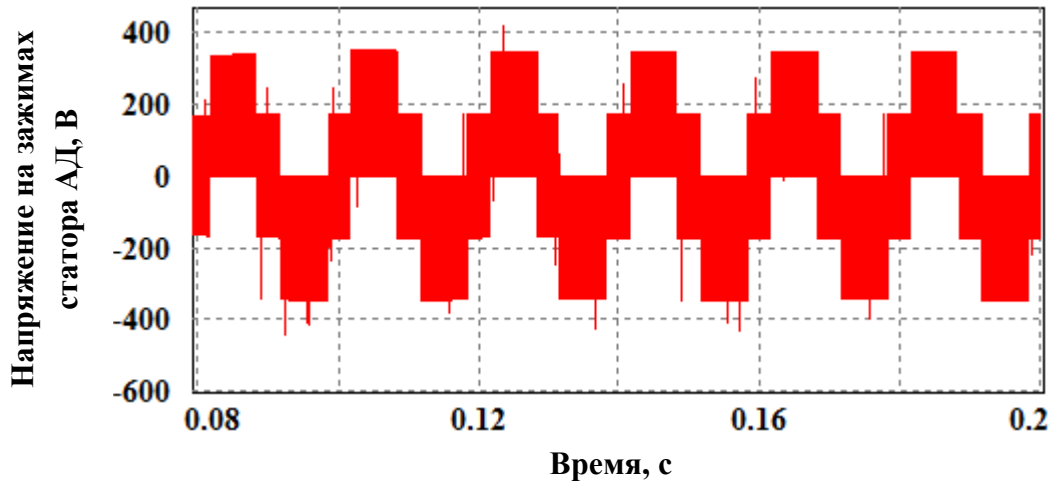


Рисунок 4.5 – Осциллограмма напряжения на зажимах статора АД

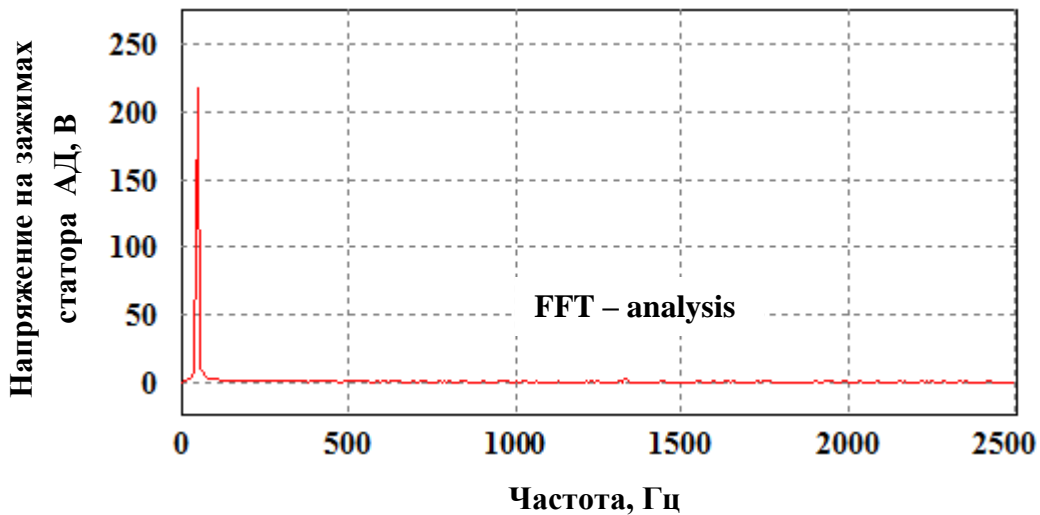


Рисунок 4.6 – Спектральный анализ напряжения на зажимах статора АД

Полученные результаты подтверждают эффективность и работоспособность предложенного схмотехнического решения.

#### 4.2. Разработка имитационной модели системы электропривода шахтной подъемной машины в *Matlab/Simulink*

Наиболее перспективным комплексом прикладных программ, обеспечивающим потребности инженеров, работающих в области электроприводов, является пакет *MatLab/Simulink*. Среда *MatLab/Simulink* представляет исследователю и проектировщику широчайшие возможности исследования процессов в сложнейших системах при любых изменениях

параметров, включая аварийные режимы. Моделирование существенно сокращает сроки разработки и наладки систем электроприводов. Недостаток пакета *MatLab/Simulink* – невозможность достаточно точного моделирования переходных процессов в самих полупроводниковых элементах. Полупроводниковые элементы и микропроцессор лучше моделировать с помощью специальных комплексов прикладных программ, например, *MicroCap*, *Workbench* и др. Однако такие программы не подходят для моделирования систем электроприводов. Среда *MatLab/Simulink* принята как официальное средство при оформлении документации в научных работах [59, 60]. Среда *Simulink*, представляющая собой средство программирования на основе линейных и нелинейных динамических систем, а также множество функции расширения системы, способствовала популярности системы *MatLab* [61-64]. В одной из библиотек *Simulink* – *SimPowerSystems* выполняется имитационное моделирование электротехнических устройств.

*SimPowerSystems* включает в себя набор инструментов и специальных блоков для построения виртуальных имитационных моделей устройств силовой электроники, электрических цепей, источников вторичного электропитания, а также обладает полным набором средств моделирования автоматических систем управления. *Simulink* – *SimPowerSystems* позволяет имитировать работу системы электропривода во временной области [64-65].

Схема модели системы электропривода ШПМ с учетом усовершенствованной системы управления в среде *Matlab/Simulink* представлена на рисунке 4.7. Основные узлы модели: питающая сеть; звено рекуперации электроэнергии с системой управления транзисторами; звено постоянного тока с конденсатором фильтра (ЗПТ); внешний регулятор скорости; блок ПУМ (прямое управление моментом) с регуляторами момента и потокосцепления ротора АД; асинхронный двигатель (АД); узел формирования упругого момента нагрузки (УФУМ); контрольно – измерительные блоки.

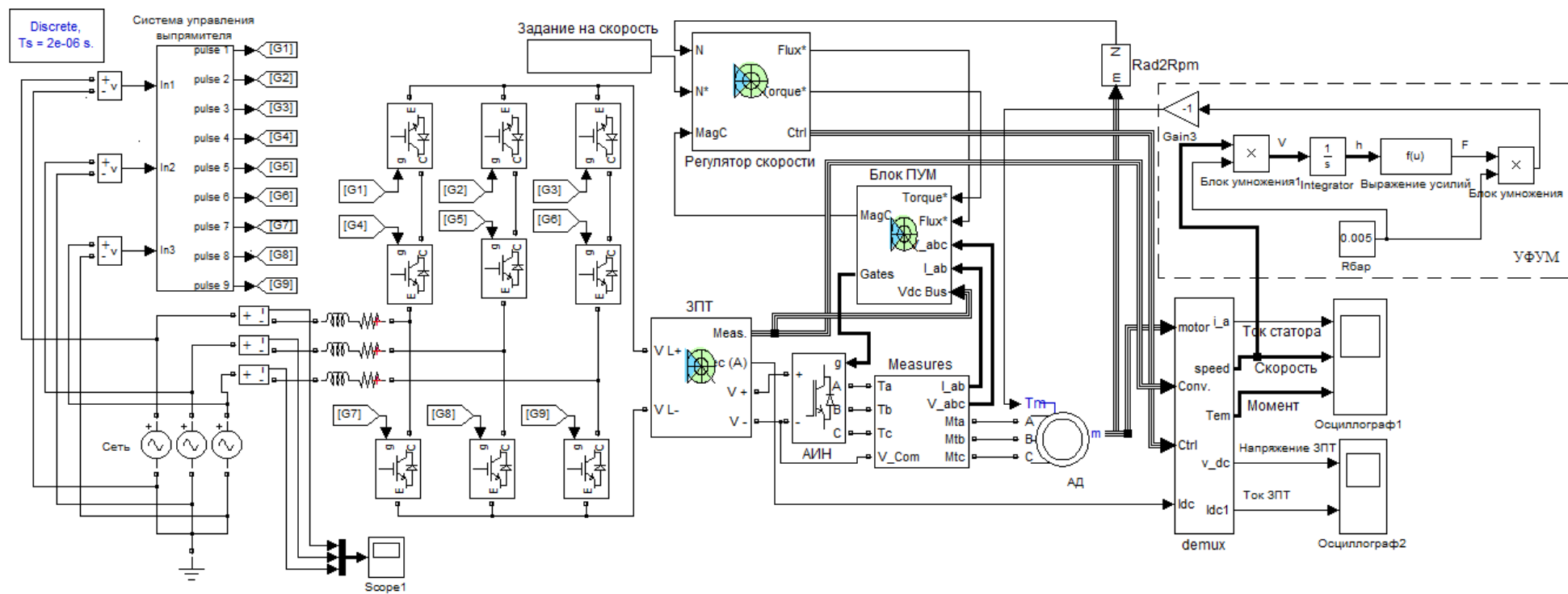


Рисунок 4.7 – Схема модели системы электропривода ШПМ с ПУМ алгоритмом с учетом усовершенствованной структуры системы управления в среде *Matlab/Simulink*

Модель блока ПУМ в среде *Matlab/Simulink* представлена на рисунке 4.8. Модель блока ПУМ состоит из следующих локальных узлов: ПИ – регулятор момента (Torque PI); ПИ – регулятор потокосцепления (Flux PI); блок вычисления момента и потокосцепления (Torque and Flux calculator); блок вычисления времени переключения ключей инвертора (switching time calculator); блок формирования импульсов управления (gates logic).

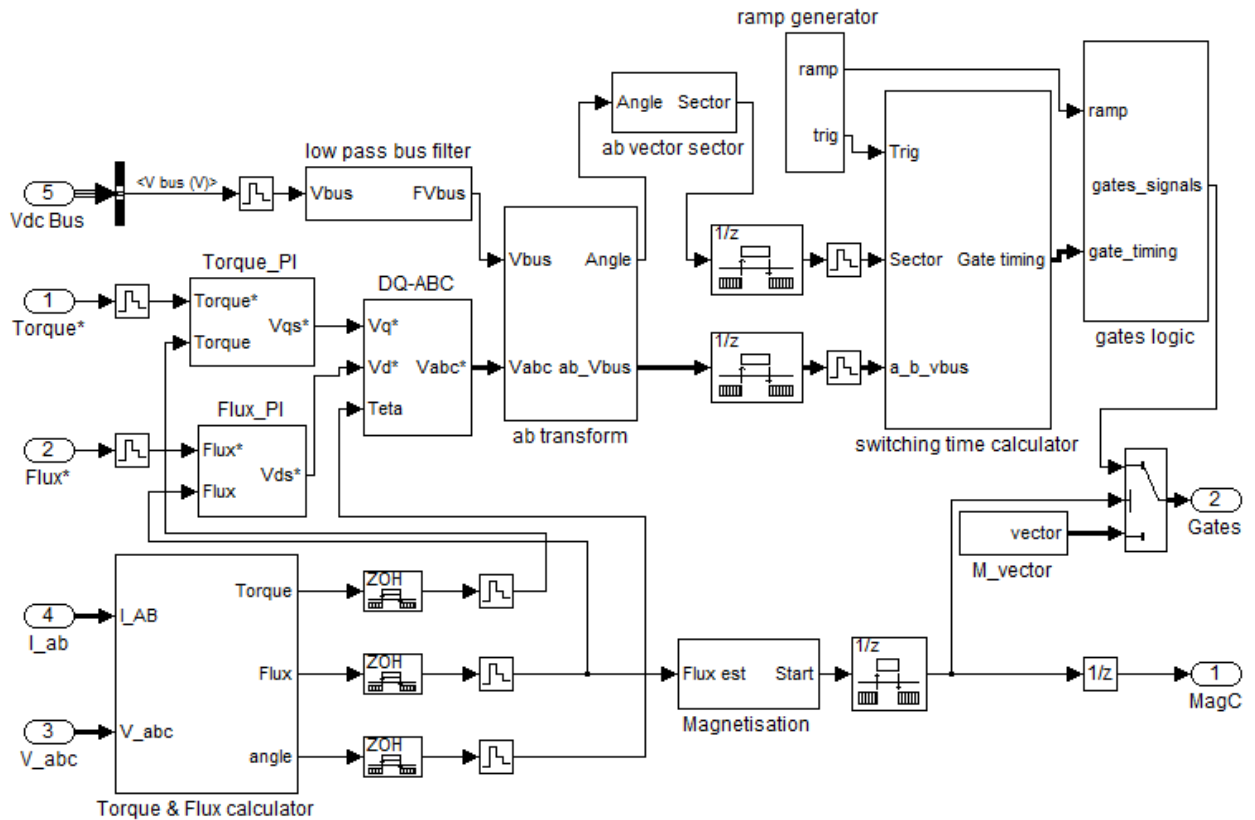


Рисунок 4.8 – Модель блока ПУМ в среде *Matlab/Simulink*

Математические модели ПИ – регуляторов потокосцепления ротора и момента в среде *Matlab/Simulink* представлены на рисунках 4.9 и 4.10 соответственно. Модели состоят из следующих основных узлов: сигналы задания по потоку и моменту ( $Flux^*$ ,  $Torque^*$ ); фактические сигналы по потоку и моменту, заводимые через обратные связи ( $Flux$ ,  $Torque$ ); пропорциональная и интегральная составляющие регуляторов потокосцепления и момента ( $k_i, k_p$ ).

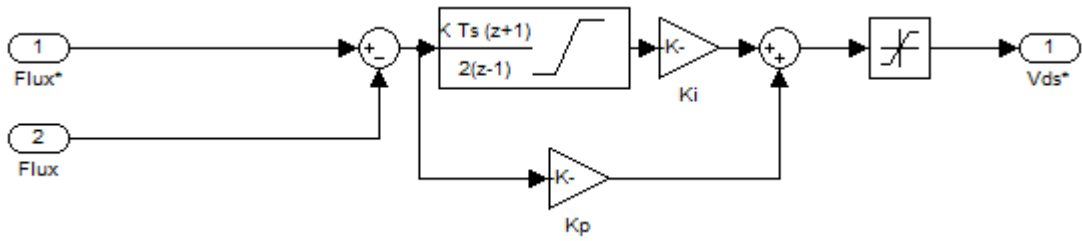


Рисунок 4.9 – Модель ПИ – регулятора потокосцепления в среде *Matlab/Simulink*

Модель ПИ – регулятора момента АД в среде *Matlab/Simulink* представлена на рисунке 4.10.

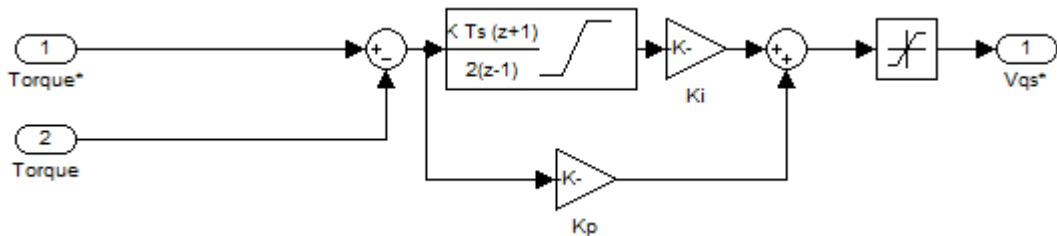


Рисунок 4.10 – Модель ПИ – регулятора момента в среде *Matlab/Simulink*

Модель ПИ – регулятора скорости в среде *Matlab/Simulink* представлена на рисунке 4.11.

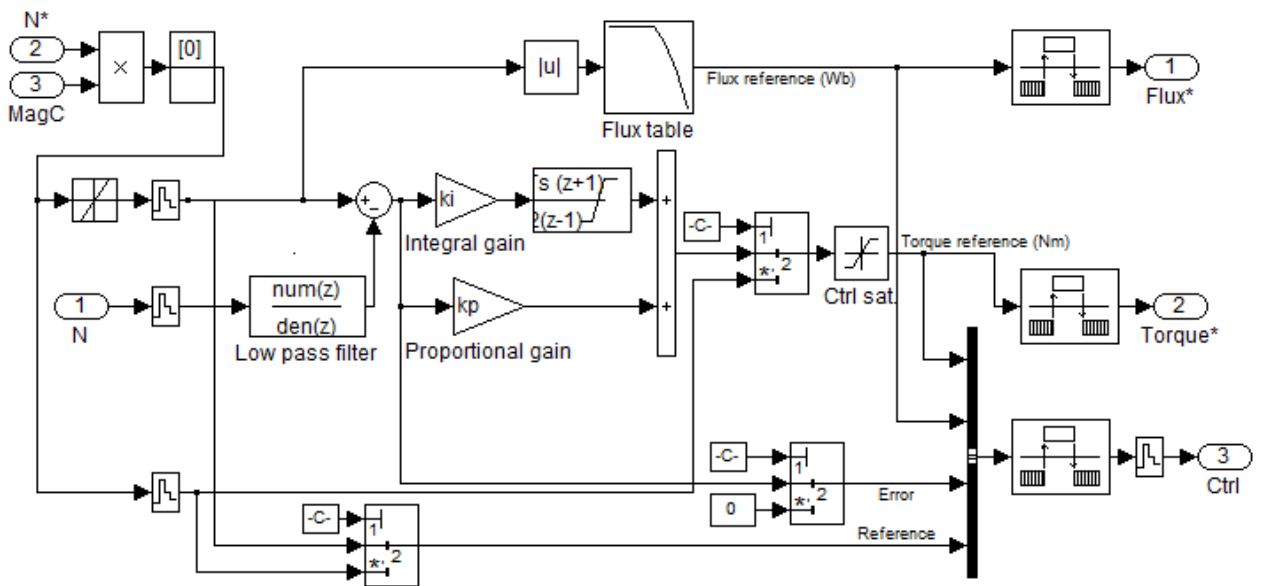


Рисунок 4.11 – Модель ПИ – регулятора скорости в среде *Matlab/Simulink*

Математическая модель узла формирования упругого момента нагрузки в режиме рекуперативного торможения построена по следующей схеме:

1. Определяется линейная скорость движения сосуда с концевой нагрузкой:

$$V = \omega_1 R_{\text{бар}}, \quad (4.1)$$

где  $\omega_1$  – скорость вращения ротора АД (рад/сек),  $R_{\text{бар}}$  – радиус барабана ШПМ (м).

2. Определяется величина усилия в кинематической цепи подъемной установки при спуске сосуда с концевой нагрузкой:

$$F = \frac{dP_{\text{рек}}}{dh}, \quad (4.2)$$

где  $P_{\text{рек}}$  – энергия рекуперации спуска сосуда с грузом (кВт), определено в (1.12).

3. Определяется упругий момент нагрузки ШПМ:

$$M_{\text{упр}} = FR_{\text{бар}}. \quad (4.3)$$

Модель формирования упругого момента нагрузки ШПМ в режиме рекуперативного торможения представлена на рисунке 4.12.

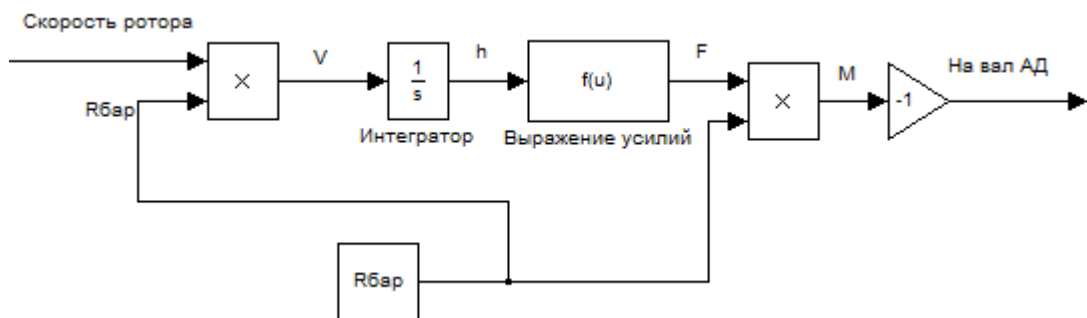


Рисунок 4.12 – Модель формирования момента нагрузки ШПМ в режиме рекуперативного торможения в среде *Matlab/Simulink*

### 4.3. Исследование динамических режимов работы системы электропривода шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения

Исследования динамических режимов работы системы электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения проводились с учетом усовершенствованной структуры системы управления электроприводом, модели электромеханической системы подъемной установки. Также в ходе моделирования учтены параметры оптимизированной структуры контуров регулирования. Для исследования динамических режимов работы системы электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения, а также для экспериментальных исследований использованы параметры, представленные на таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Технические данные для имитационного моделирования и экспериментальных исследований

<i>Тип асинхронного двигателя: 4AX80B2У3</i>		
1.	Номинальная мощность $P_n$ , кВт	2.2
2.	Частота вращения ротора $n_n$ , об/мин	2850
5.	Номинальный КПД, %	83
6.	Номинальный коэффициент мощности, о.е	0.87
<i>Тип двигателя постоянного тока с НВ: 4ПНМ112</i>		
1.	Номинальная мощность $P_n$ , кВт	2.5
2.	Частота вращения $n_n$ , мин <sup>-1</sup>	1500/4000
3.	Номинальный ток, А	14.3
4.	Ток возбуждения, А	0.546

Комплексная имитационная модель системы электропривода ШПМ с учетом выше упомянутых параметров представлена на рисунке 4.7. Условия моделирования: задание по времени на разгон (рассматривается процесс



спуска сосуда с концевой нагрузкой)  $t_p = 0.26$  сек, наброс номинальной нагрузки  $t_1 = 0.28$  сек, в период времени  $t_2 = 1$  сек ШПМ переходит в режим замедления. Сигнал задания по упругому моменту нагрузки (спуска сосуда с концевой нагрузкой) задается от внешней модели (рисунок 4.12). Рассматривается два случая рекуперации: рекуперация на участке замедления ШПМ; рекуперация на протяжении цикла работы ШПМ.

В ходе моделирования получены осциллограммы скорости, электромагнитного момента, тока статора, напряжения звена постоянного тока и тока рекуперации на стороне питающей сети.

На рисунке 4.13 представлены осциллограммы тока на стороне питающей сети в случае рекуперации на протяжении цикла работы электропривода ШПМ.

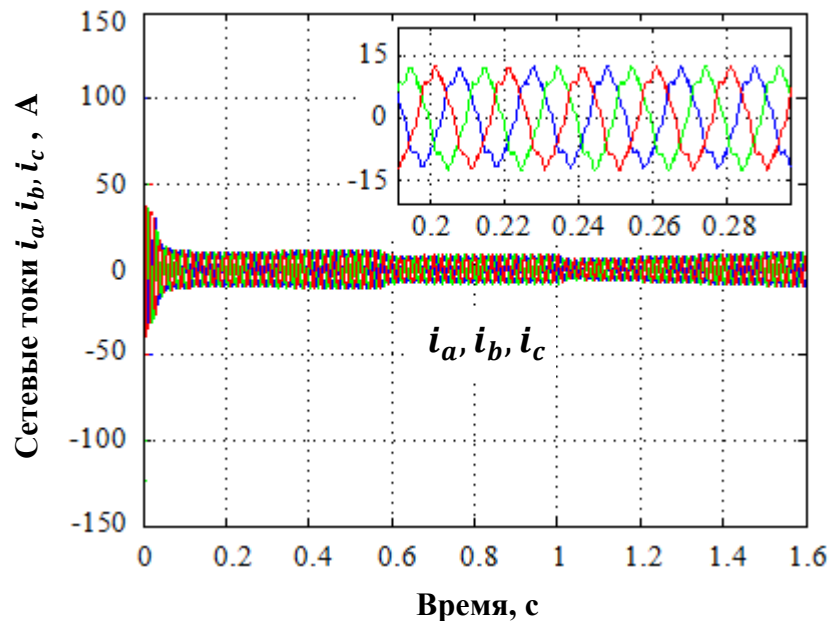


Рисунок 4.13 – Осциллограмма токов  $i_a, i_b, i_c$  на стороне питающей сети в режиме рекуперативного торможения в случае рекуперации на протяжении цикла работы ШПМ

На рисунке 4.14 представлены осциллограммы тока на стороне питающей сети в случае рекуперации на участке замедления электропривода ШПМ.

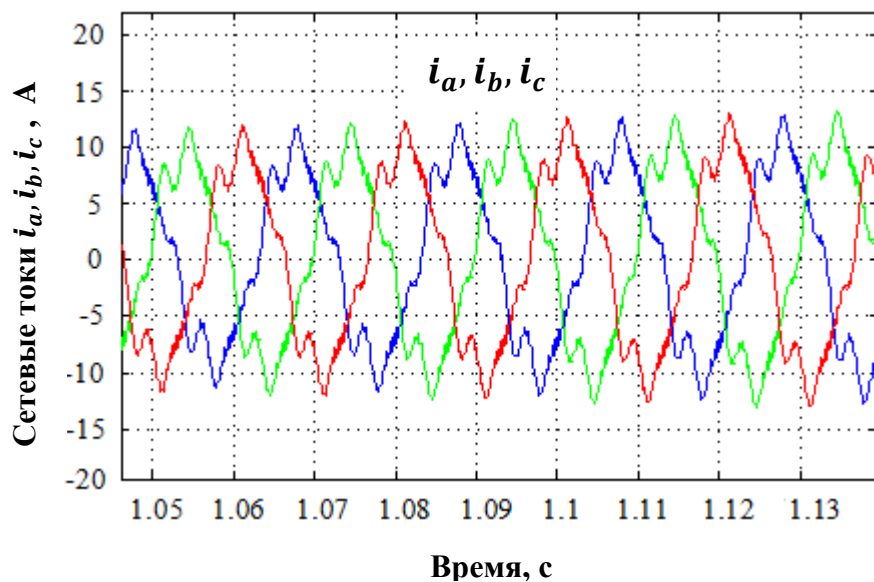


Рисунок 4.14 – Осциллограмма токов  $i_a, i_b, i_c$  на стороне питающей сети в режиме рекуперативного торможения в случае рекуперации на участке замедления электропривода ШПМ

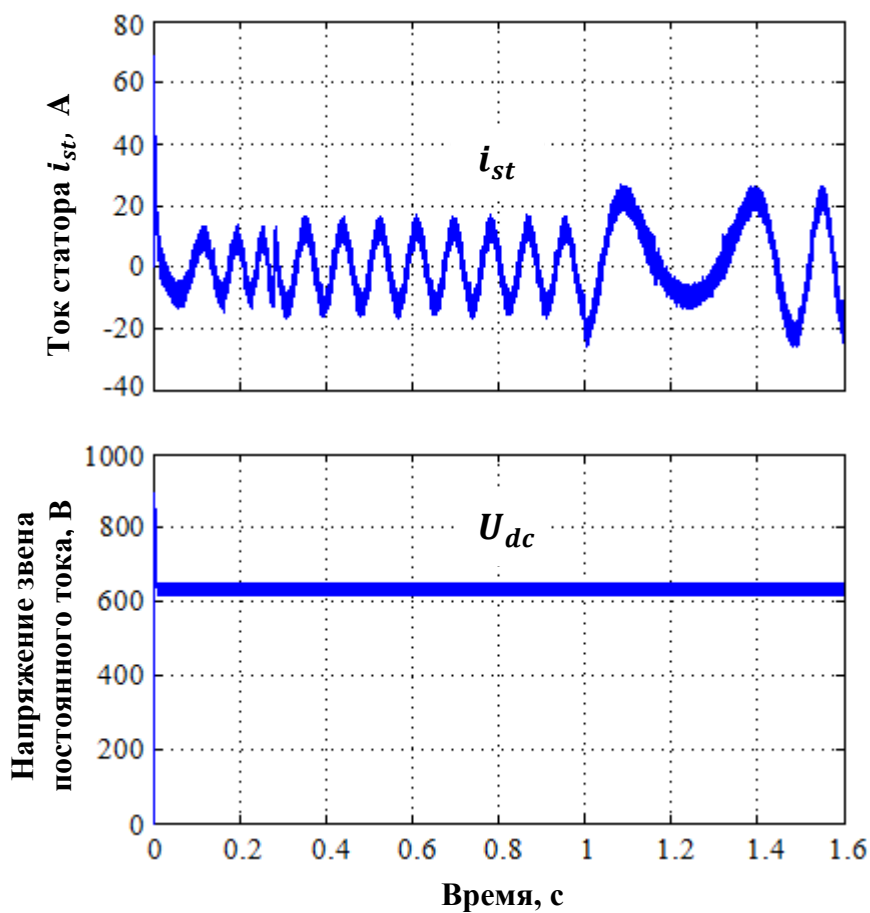


Рисунок 4.15 – Осциллограммы тока статора и напряжения ЗПТ усовершенствованной системы электропривода в режиме рекуперативного торможения

Осциллограммы тока статора, напряжения звена постоянного тока (ЗПТ) в режиме генераторного торможения, соответствующие рекуперации на протяжении цикла работы ШПМ, представлены на рисунке 4.15.

Осциллограммы тока статора, напряжения звена постоянного тока (ЗПТ) в режиме генераторного торможения, соответствующие рекуперации на участке замедления электропривода ШПМ, представлены на рисунке 4.16.

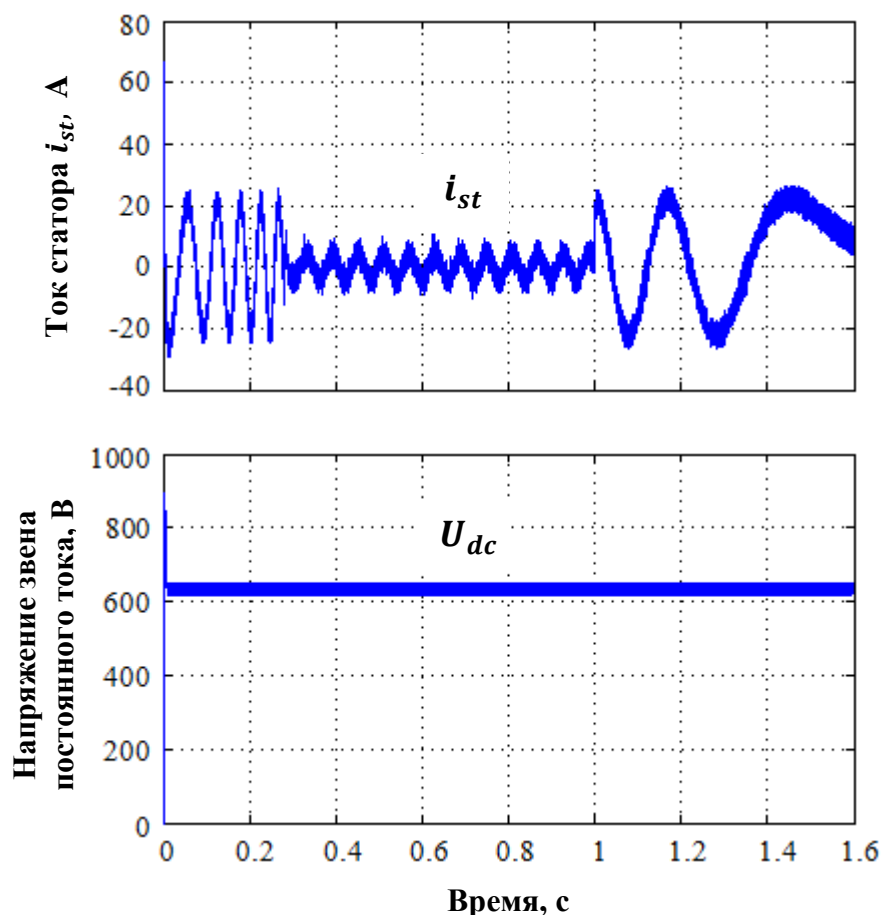


Рисунок 4.16 – Осциллограммы тока статора и напряжения ЗПТ усовершенствованной системы электропривода в режиме рекуперативного торможения

Осциллограммы скорости вращения ротора АД и электромагнитного момента в режиме рекуперативного торможения, соответствующие случаю рекуперации на участке замедления электропривода ШПМ, представлены на рисунке 4.17.

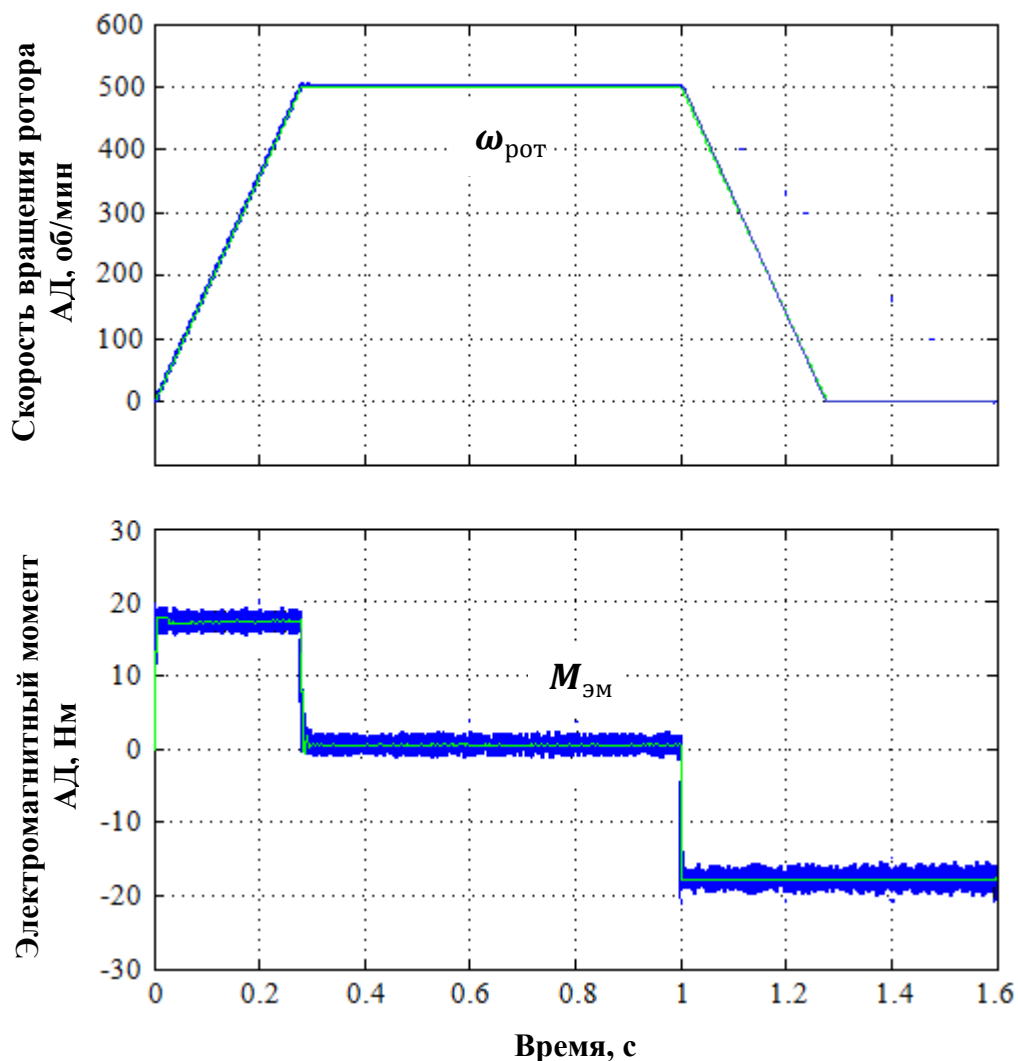


Рисунок 4.17 – Осциллограммы скорости вращения ротора и электромагнитного момента электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения

Полученные переходные процессы свидетельствуют о работоспособности предложенной системы управления скоростью сосудов ШПМ с усовершенствованной структурой системы управления и разработанной методике настройки контуров регулирования в режиме рекуперативного торможения. Также, полученные результаты свидетельствуют о работоспособности комплексной имитационной модели системы электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения.

Таким образом, разработанная система электропривода с усовершенствованной структурой звена рекуперации и оптимизированной

системой управления, более эффективна, так как показала высокие динамические показатели электропривода в режиме рекуперативного торможения. Использование разработанной системы электропривода в режиме рекуперативного торможения позволяет на порядок повысить энергоэффективность электропривода ШПМ.

#### **4.4. Экспериментальные исследования системы электропривода**

##### **4.4.1. Программа эксперимента**

*Экспериментальная часть исследования представлена в следующем виде.* Вначале строится компьютерная модель экспериментальной установки в программном обеспечении *Matlab/Simulink*. На следующем этапе генерируется управляющий код (*C – code*) модели электропривода на базе микроконтроллера *dspic30f4011*. На последнем этапе сгенерированный управляющий код прошивается в память микроконтроллера. Моделирование проведено для тех же параметров, что и в системе *Power Simulation* с наложением экспериментальных переходных процессов.

##### **4.4.2. Описание экспериментальной установки**

Общий вид лабораторной установки с контрольно – измерительными компонентами представлен на рисунке 4.18. На рисунке 4.18 приняты следующие обозначения: 1 – усовершенствованное звено рекуперации электроэнергии; 2 – IGBT-модуль, состоящий из шести пар IGBT-транзисторов с обратными диодами; 3 – микроконтроллер серии *dspic30f4011*; 4 – программатор серии *ICD3 (Microchip)*; 5 – персональный компьютер; 6 – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором; 7 – двигатель постоянного тока с независимым возбуждением; 8 – панель управления нагрузочной частью; 9 – осциллограф; 10 – согласующие

трансформаторы ДПЧ; 11 – конденсаторы звена постоянного тока двухзвенного преобразователя частоты.

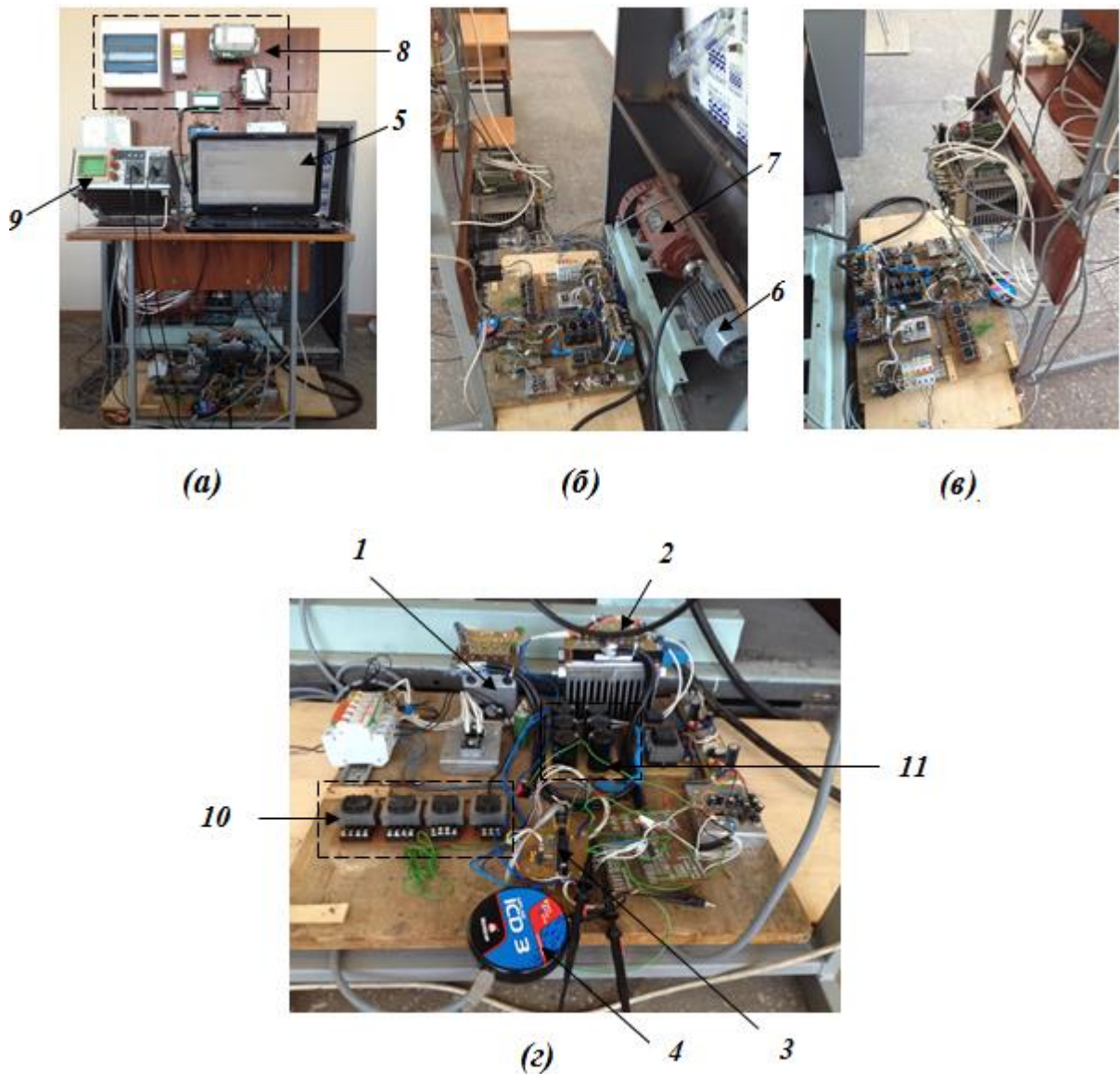


Рисунок 4.18 – Экспериментальная лабораторная установка системы электропривода на основе микроконтроллерного управления:  
 а) общий вид; б) вид с правой стороны; в) вид с левой стороны; г) звено рекуперации электроэнергии

В качестве нагрузочного механизма, имитирующего работу ШПМ, на общем валу с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором задействован двигатель постоянного тока с независимой обмоткой возбуждения. Изображение форм измеряемых сигналов осуществляется

посредством осциллографа марки *RFT EO211*. Основные параметры асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и нагрузочной части экспериментальной установки (двигатель постоянного тока с независимой обмоткой возбуждения), использованные в ходе экспериментальных исследований представлены на таблице 4.1.

Управление системой электропривода осуществлялось посредством генерирования управляющего кода (*C-code*) на основе разработанной имитационной модели системы электропривода ШПМ (рисунок 4.7) с помощью микроконтроллера 3 (рисунок 4.18. з). Сгенерированный управляющий код обрабатывается на персональном компьютере 5 и прошивается в память процессора микроконтроллера с помощью программатора 4. Генерацию управляющего кода можно осуществить с помощью интегрированной в среде *Matlab/Simulink* узла передачи кода *PIL* (*Processor – in – the loop*). Схема стадии генерации управляющего кода представлена на рисунке 4.19.

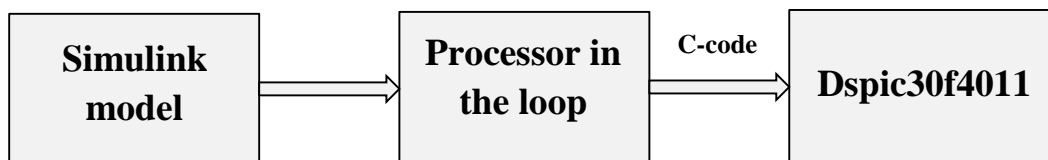


Рисунок 4.19 – Стадии генерации управляющего кода

Микроконтроллер *dspic30f4011* функционирует в зависимости от внешних возмущений, которые попадают в аналоговые и дискретные интерфейсы. Шестнадцатиразрядные *Flash* микроконтроллеры *dspic30f4011* фирмы *Microchip* с Гарвардской архитектурой поддерживают команды цифровой обработки сигналов (*DSP*) [66,67]. Высокое быстродействие в 30 *MIPS* (*million instructions per second*) и эффективная система управления командами позволяют использовать *dspic30f4011* в сложных системах управления.

Функциональная схема системы электропривода ШПМ с микроконтроллерным управлением представлена на рисунке 4.20.

Система управления электроприводом ШПМ на основе микроконтроллера работает следующим образом: при спуске концевой нагрузки ШПМ на вход дискретного и аналогового интерфейсов подаются сигналы состояния от соответствующих датчиков (тока на зажимах статора АД, положения сосуда с концевой нагрузкой и момента). Для стабилизации напряжения звена постоянного тока в режиме рекуперативного торможения снимается напряжение звена постоянного тока, а также снимаются сигналы от сетевых датчиков тока, заводимые на вход аналогового интерфейса. В зависимости от желаемых настроек, инициализации модуля управления, а также технологических сигналов от датчиков, формируются управляющие команды силовым ключам двухзвенного преобразователя частоты. Обмен информацией между персональным компьютером и микроконтроллером осуществляется по интерфейсу *USB*.

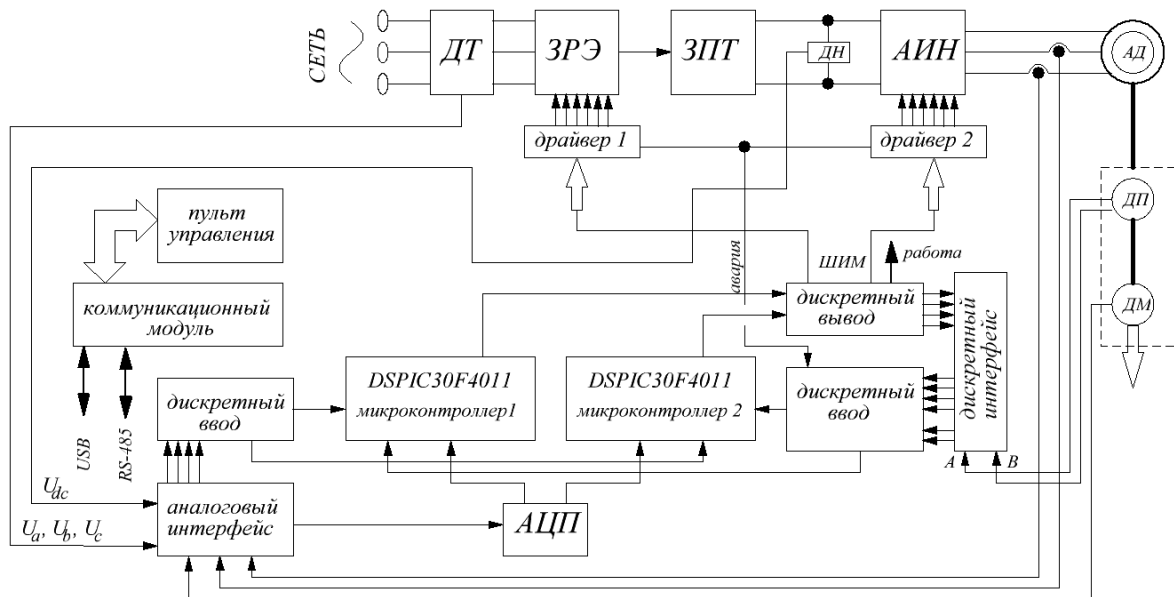


Рисунок 4.20 – Функциональная схема микроконтроллерного управления электроприводом ШПМ

Аналоговые сигналы, поступающие на вход аналогового интерфейса преобразуются в цифровые сигналы в блоке АЦП (аналоговый – цифровой преобразователь), откуда поступают на процессор микроконтроллера



*dspic30f4011*. Управление звеном рекуперации электроэнергии (ЗРЭ) и автономным инвертором напряжения (АИН) осуществляется микроконтроллерами 1 и 2 соответственно. На выходе блока дискретного вывода микроконтроллеров ЗРЭ и АИН формируются разрешающие импульсы управления силовым ключам звена рекуперации электроэнергии и автономного инвертора напряжения (драйвер 1 и драйвер 2). Также система управления предусматривает защиту от аварийных режимов при работе электропривода ШПМ. В случае возникновения аварийной ситуации система автоматического управления подает сигнал аварии на блок дискретного ввода, где формируются управляющие сигналы в зависимости от текущего состояния системы электропривода.

Общий алгоритм управления микроконтроллером *dspic30f4011*, включающего инициализацию основных конфигураций параметров управления представлен на рисунке 4.21. Генерация импульсов управления силовыми ключами двухзвенного преобразователя частоты осуществляется следующими стадиями: инициализация ШИМ модуля; настройка таймера модуля; управление рабочими циклами.

Приведенный алгоритм управления соответствует генерации импульсов управления автономным инвертором напряжения функционирующим в режиме ШИМ. Алгоритм управления звеном рекуперации электроэнергии соответствует данному алгоритму за исключением учета добавленных IGBT – модулей в силовую схему звена рекуперации электроэнергии.

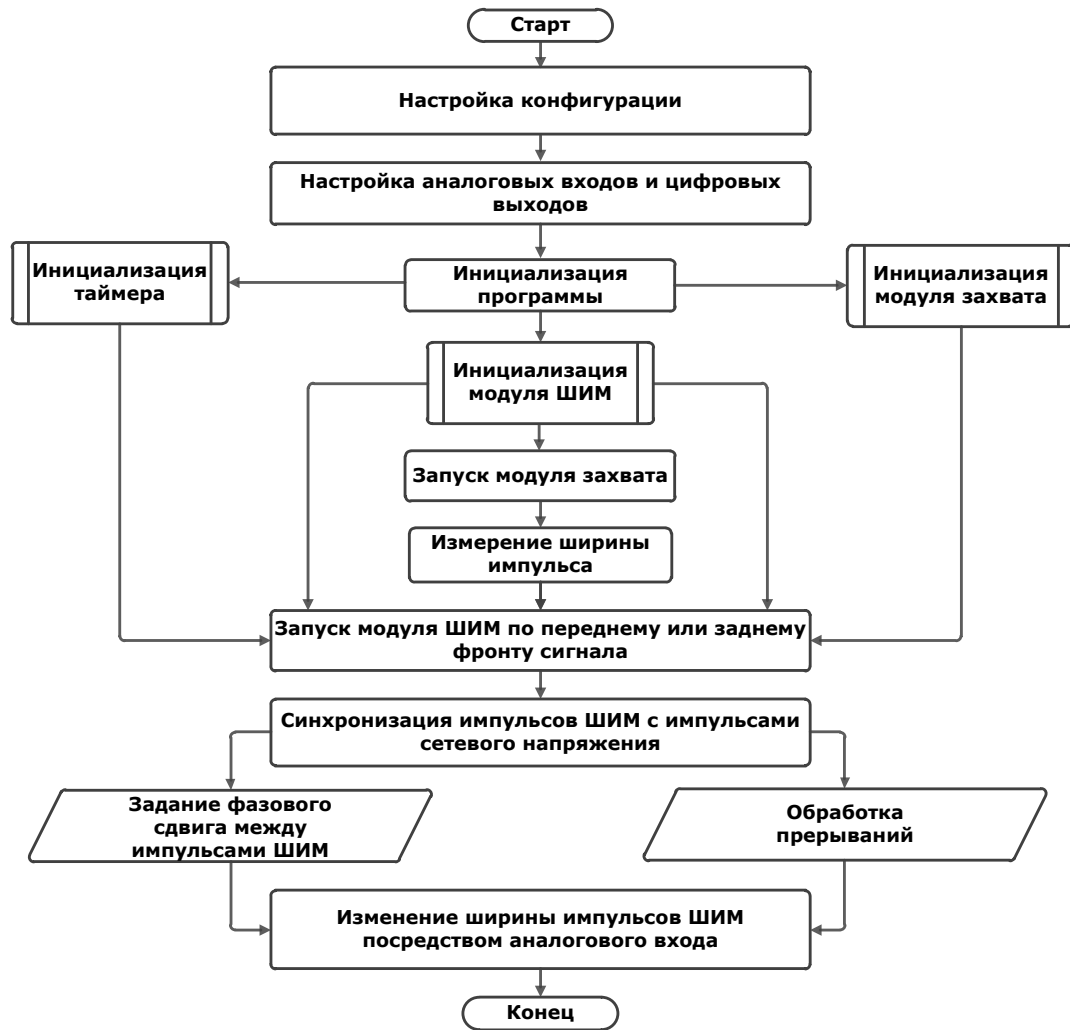


Рисунок 4.21 – Алгоритм работы микроконтроллера *dspic30f4011* для синхронизации импульсов с питающим напряжением

#### 4.4.3. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальным путем были получены осциллограммы токов на стороне питающей сети системы электропривода с усовершенствованной структурой с учетом предложенной методики настройки контуров регулирования в режиме рекуперативного торможения. Результаты полученных осциллограмм представлены на рисунке 4.22.

Также, экспериментальным путем были получены осциллограммы сетевых токов системы электропривода на участке замедления ШПМ,

которые в достаточной степени соответствуют результатам компьютерного моделирования.

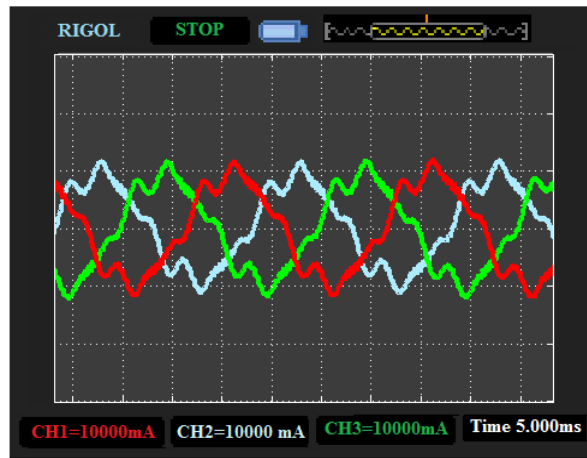


Рисунок 4.22 – Осциллограммы токов системы электропривода с усовершенствованной структурой на стороне питающей сети в режиме рекуперативного торможения

При этом расхождение между результатами эксперимента и компьютерного моделирования не превышает 10 %, чем подтверждается адекватность разработанной модели и работоспособность оптимизированной структуры системы управления электропривода в режиме рекуперативного торможения.

Относительная погрешность  $\Delta_{\text{отн}}$  приближенного значения  $X$  (ток рекуперации, полученный экспериментальным путем) при точном значении  $Y$  (ток рекуперации, полученный путем компьютерного моделирования) имеет следующий вид:

$$\Delta_{\text{отн}} = \frac{|X-Y|}{|X|} \cdot 100 \% \quad (4.4)$$

Ток рекуперации полученный путем моделирования имеет значение 11 А, а ток рекуперации полученный путем эксперимента 10 А.

Таким образом, полученные результаты свидетельствуют о работоспособности разработанной системы управления электроприводом с

усовершенствованной структурой и эффективность предложенной методики настройки контуров регулирования.

### **Выводы по четвертой главе**

1. Разработана имитационная модель системы электропривода на основе двухзвенного преобразователя частоты с усовершенствованной структурой в программном продукте *PSIM/SimView*. Результаты моделирования показали работоспособность и высокую эффективность схемотехнического решения звена рекуперации электроэнергии. Электропривод имеет малый спектр высших гармоник на стороне питающей сети с коэффициентом мощности  $\cos\varphi=0.92$ .

2. Разработана имитационная модель системы электропривода ШПМ с учетом усовершенствованной структуры системы управления, а также оптимизированной структуры контуров регулирования в среде *Matlab/Simulink*. Разработанная модель учитывает канал упругого момента нагрузки ШПМ в режиме рекуперативного торможения.

3. Получены осциллограммы токов на стороне питающей сети в режиме рекуперативного торможения в случаях: рекуперации на протяжении цикла работы электропривода ШПМ; рекуперации на участке замедления электропривода ШПМ. Доказана работоспособность разработанной структуры системы управления электроприводом ШПМ, а также оптимизированной структуры контуров регулирования.

4. Экспериментальным путем получены осциллограммы токов на стороне питающей сети системы электропривода на основе усовершенствованной структуры в режиме рекуперативного торможения. Результаты, полученные экспериментальным путем, в достаточной степени соответствуют результатам, полученным в ходе компьютерного моделирования. Расхождение между результатами эксперимента и компьютерного моделирования не превышает 10 %.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе содержится решение актуальной задачи разработки энергосберегающего электропривода переменного тока ШПМ, имеющей важное научно-практическое значение для повышения энергоэффективности подъемно-транспортного комплекса горного производства.

Основные результаты выполненного исследования:

1. Проведенный анализ современного состояния и направлений развития электроприводов ШПМ в режиме рекуперативного торможения показал, что электропривода на основе матричных и двухзвенных преобразователей частоты более приемлемы с точки зрения энергоэффективности по сравнению с существующими электроприводами, реализованными с использованием преобразователей частоты с выпрямительной частью на основе диодных и тиристорных выпрямителей.

2. Исследован силовой канал системы электропривода ШПМ с усовершенствованной структурой двухзвенного преобразователя частоты. Показано, что для электропривода шахтного подъема целесообразно применять двухзвенный преобразователь частоты со звеном рекуперации электроэнергии, позволяющий в режиме генераторного торможения возвращать энергию торможения в питающую сеть. Предложенный алгоритм управления двухзвенным преобразователем частоты с усовершенствованной структурой, позволяет увеличить ток, рекуперированный в питающую сеть при торможении асинхронного электродвигателя, на 8%.

3. Разработана математическая модель системы электропривода ШПМ в режиме рекуперативного торможения, структура которой содержит локальные модели – «двухзвенный преобразователь частоты с усовершенствованной структурой», «асинхронный двигатель с алгоритмом ПУМ», «механическая система подъемной установки», состоящая из узлов концевой нагрузки и противовеса». Доказано, что применение разработанной модели позволяет эффективно решать задачи анализа и

синтеза систем управления скоростью сосудов ШПМ, за счет того, что модель учитывает в режиме рекуперативного торможения особенности электрической и механической частей системы электропривода ШПМ, жесткость канатов и изменение величины концевой нагрузки.

4. Разработана модифицированная система управления скоростью сосудов ШПМ, компенсирующая в режиме рекуперативного торможения влияние концевой нагрузки. Установлено, что в режиме рекуперативного торможения концевая нагрузка негативно влияет на электропривод ШПМ и способствует возникновению перерегулирования по каналам электромагнитного момента и скорости сосудов. Показано, что минимизировать влияние концевой нагрузки и улучшить быстродействие системы электропривода по каналам момента и скорости целесообразно использованием компенсирующей внутренней обратной связи по упругому моменту нагрузки.

5. Поставлена и решена задача разработки методики синтеза регуляторов модифицированной системы управления скоростью сосудов ШПМ в режиме рекуперативного торможения. Синтез контуров регулирования системы управления ШПМ в режиме рекуперативного торможения следует проводить поэтапно для оценки влияния внешнего возмущающего воздействия, в роли которого выступает упругий момент нагрузки. Применение предложенной методики настройки контуров регулирования системы управления электроприводом ШПМ позволяет получать апериодические переходные процессы момента и скорости с наименьшим перерегулированием, не превышающим 1%.

6. Установлено, что погрешность результатов компьютерного моделирования в средах *PSIM/SimView* и *Matlab/Simulink* относительно экспериментальных данных, полученных на лабораторной установке не превышает 10 %. Количественная оценка работоспособности системы управления электроприводом ШПМ с модифицированной структурой проявляется в формировании апериодических переходных процессов с

перерегулированием по моменту в 14.3 и 2.33 раза меньшим, по сравнению с широко применяемыми классическими П и ПИ – регуляторами скорости соответственно, уменьшением перерегулирования по каналу скорости с 3% до 1%, а также сокращением пульсации электромагнитного момента на 10 %

При этом перспективным направлением дальнейших исследований является развитие теории энергосбережения в электроприводах переменного тока ШПМ на основе интеллектуальной технологии Smart Grid.

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Дроздова, Л. Г. Снижение энергопотребления шахтными подъемными установками. Горный информационно – аналитический бюллетень (научно – технический журнал). 2007. №4. -С. 359 – 361.
2. Браславский, И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод/ И.Я. Браславский и другие. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
3. Дроздова, Л. Г. Стационарные машины: учеб. пособие. – Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2007. – 157 с.
4. Ефременко, А. Б. Горные машины и оборудование. Введение в специальность: учебное пособие. Часть 2/ А. Б. Ефременко, А.А. Казанцев, М.Ю. Блащук; Юргинский технологический институт. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2012. – 115 с.
5. Завозин, Л.Ф. Шахтные подъемные установки. Изд. 2-е, переработ. и доп. -М.: Недра, 1975. – 368 с.
6. Песвианидзе, А.В. Расчет шахтных подъемных установок: Учеб. пособие для вузов. – М.: Недра, 1992. – 250 с.: ил.
7. SINAMICS – Low Voltage Engineering Manual. Ver. 6.4. pp. 528. November 2015. [электронный документ]. Режим доступа: <http://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentencenter/ld/InfocenterLanguagePacks/sinamics-projektierungshandbuch-lv/sinamics-engineering-manual-lv-en.pdf>. – 10.03.2016.
8. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. - Новосибирск: Изд. НГТУ, 2004. – 672 с.
9. Розанов, Ю. К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю. К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк.- М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
10. Wei L., Lipo T. A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation // Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. – Chicago (USA). – Sept.30 – Oct. 4. – Vol.3, 2001.



11. Kolar J.W, Friedli T, Krismer F, Round SD. The essence of three-phase AC/AC converter systems. In: Proceedings of power electronics and motion control conference, EPE-PEMC'08, Poznan, Poland, 2008. pp 27–42.

12. Alesina A, Venturini M. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine – Switch Direct AC – AC Converters / IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 4. № 1. January 1989.

13. Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A. Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms / Proceedings of IEEEPE' 93. Vol. 7. 1993.

14. Oyama J., Xia X., Higuchi T., Tsukamoto R., Yamada E., Koga T. Power Factor Improvement of PWM Matrix Converter Using Intermediate Voltage / Proceeding of IEEE PCC Yokohama' 93. 1993.

15. Нусратов, П.Р. Матричный преобразователь частоты с улучшенной коммутацией / П.Р. Нусратов, Е.В. Пугачёв, В.С. Иванов // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды шестой Всероссийской научно – практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничка. – Новокузнецк: изд-во СибГИУ, 2014 г. – С. 289-294.

16. Пугачёв, Е.В. Защита матричного преобразователя частоты в аварийных режимах / Е.В. Пугачёв, А.С. Иванов, П.Р. Нусратов, В.С. Иванов // Вестник Сибирского государственного индустриального университета. 2015. – №2 (12). С. – 49-52.

17. Johann W. Kolar., Frank Schafmeister., Simon D. Round and Hans Ertl. Novel three-phase AC – AC Space Matrix Converters / IEEE Transactions on power electronics, vol. 22, no. 5, pp. 1649-1661, September 2007.

18. Пугачёв, Е.В. Исследование тормозных режимов работы асинхронного электропривода / Е.В. Пугачёв, А.С. Иванов, П.Р. Нусратов, В.С. Иванов // Научно-технические разработки и использования минеральных ресурсов. Сборник научных статей Международной научно-

практической конференции. – Новокузнецк: Изд. СибГИУ, 2015. – №2. – С. 228-231.

19. Улащик, Н.М. Силовая преобразовательная техника: конспект лекций. Часть 1/ Н.М. Улащик. – Минск.: Издательский центр БНТУ, 2010. – 133 с.

20. Bose B.K. Modern power electronics and AC drives / Bimal Bose. – Knoxville: The University of Tennessee, 2002. –738 p.

21. Пат. 3688171 (США). Induction motor braking system /Jalal T. Salihi, John J/Brockman, George J. Spix. General Motors Corp.

22. B. Drury, Ed. The Control Techniques Drives and Controls Handbook. London, U.K.: IEE, 2001.

23. T. Ackerman and L. Soder. «An overview of wind energy status 2002». Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 6, no. 1-2, 2002, pp. 67-127.

24. Пугачёв, Е.В. Обзор рынка частотно – регулируемых электроприводов со звеном рекуперации электроэнергии в питающую сеть / Е.В. Пугачёв, П.Р. Нусратов, В.С. Иванов // Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов. Сборник научных статей Международной научно-практической конференции. – Новокузнецк: Изд. СибГИУ, 2014. – №1. – С. 188-193.

25. Bhowmik S, Spee R. A guide to the application-oriented selection of AC/AC converter topologies. IEEE Trans Power Electron 8(2), 1993. pp.156 – 163.

26. Нусратов, П.Р. Сравнительный анализ преобразователей частоты в режиме генераторного торможения с рекуперацией энергии в питающую сеть / П.Р. Нусратов // Наука и образование в XXI веке: Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции 30 января 2015 г.: в 5 частях. Часть III. М.: «АР-Консалт», 2015 г. – С. 33-36.

27. Pugachev, E.V. Simulation and analysis of the behavior of two – level back – to – back converter in regenerative operating mode / E.V. Pugachev, P.R.

Nusratov, A.S. Ivanov, V.S. Ivanov // Вестник таджикского национального университета, серия естественных наук. 2015. – № 1 (156). – С.27-31.

28. Нусратов, П.Р. Рекуперативное торможение асинхронного электропривода / П.Р. Нусратов // Наука, образование, общество: актуальные вопросы и перспективы развития: Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции 30 мая 2015 г.: в 3 частях. Часть I. М.: «АР-Консалт», 2015 г. – С. 51-52.

29. Anders Carlson. The back to back converter. Control and design / Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology. – Sweden, 1998. – 114 pp.

30. Патент на изобретение, МПК НО2Р3/18. Рекуперирующий электропривод переменного тока с двухзвенным преобразователем частоты / Иванов А.С. (РФ), Кунин П.Н. (РФ), Пугачёв Е.В. (РФ), Нусратов П.Р. (РФ), Иванов В.С. (РФ); ФГБОУ «Сибирский государственный индустриальный университет» (РФ). - № 2014150748; Заявл. 15.12.2014.

31. Задорожный, Н.А. Элементы теории электромеханического взаимодействия в двухмассовых системах электропривода с упругими механическими связями: Учебное пособие по дисциплине «Теория электропривода». – Часть 1. – Краматорск: ДГМА. 2006. – 58 с.

32. Решетняк, С.Н. К вопросу анализа систем электропривода подъемной установки при параллельной коррекции координат. Горный информационный – аналитический бюллетень (научно – технический журнал). – М.: Машиностроение. -2011.-№12.

33. Решетняк, С.Н. Обоснование и выбор структур системы управления электроприводом шахтной подъемной установки: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Москва, 2010.-20 с.

34. Пугачёв, Е.В. Энергосберегающий асинхронный электропривод / Е.В. Пугачёв, А.С. Иванов, П.Р. Нусратов, В.С. Иванов, В.А. Корнеев // Вестник Кузбасского государственного технического университета. 2015. – №5 (111). – С. 111-116.

35. Пивняк, Г.Г., Волков О.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г.Г. Пивняк., О.В. Волков. – Днепропетровск: Национальный горный университет, 2006. – 470 с.

36. A. Peterson. Analysis, modeling and control of double-fed induction generators for wind turbines. Lic. Thesis, Electrical Machines and Power Electronics, Dept. of Electric Power Eng., Chalmers Univ. of Technology, Goteborg, Sweden, 2003.

37. Tatjana K. Control of Voltage Source Converters for Power System Applications. Master of Science in Electric Power Engineering / NTNU, July 2011. – 69 p.

38. L. Zhang. “Modeling and Control of VSC – HVDC Links connected to Weak AC Systems”, Doctor of Philosophy, School of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2010.

39. Jose R. Rodriguez., Juan W. Dixon., Jose R. Espinoza., Jorge Pontt., Pablo Lezana. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art / IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 52, no.1, February 2005, pp. 5-22.

40. N. Luther-King, M. Sweet, O. Spulber, K. Vershinin, M. De Souza, and E. Narayanan, “MOS control device concepts for ac–ac matrix converter applications: The HCD concept for high-efficiency anode-gated devices, ”*IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 9, pp. 2075–2080, Sep. 2005.

41. Козярук, А.Е., Рудаков, В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. Под редакцией Народицкого А.Г. С-Петербург. Изд. Санкт-Петербургской Электротехнической компании, 2004. – 64 с.

42. Сипайлов, Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 1980.

43. Рудаков, В.В. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока: Учебное пособие / В.В. Рудаков, А.Е. Козярук. Санкт –

Петербургский государственный горный институт (технический университет). Санкт – Петербург, 2007. – 75 с.

44. Завьялов, В.М. Управление динамическим состоянием асинхронных электроприводов горных машин: Автореф. дис... докт. техн. наук. – Кемерово, 2009.-40 с.

45. Козарюк, А.Е. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока машин и механизмов горного производства. – СПб.: СПГГИ (НИУ), 2008. – 99 с.

46. Гуляев, И.В. Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя: монография / И.В. Гуляев, Г.М. Тутаев. – Саранск: Изд-во Мордова. ун-та, 2010. – 200 с.

47. Синюкова, Т.В. Системы частотного асинхронного электропривода с корректирующими элементами и прямым управлением моментом: диссертация ... кандидата технических наук. – Липецк, 2015.-166 с.

48. Ковчин, С. А. Теория электропривода: учеб. для вузов / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2000. – 496 с.

49. Волкова, Е.А. Исследование методов организации прямого управления моментом асинхронного двигателя / Е.А. Волкова, Е.С. Тетюшева, Т.А. Хныкова., В.Ю. Волков. – Сборник научных трудов НГТУ. – 2007. – №1(47). – С. 3 – 10.

50. Овсянников, Е.М, Нгуен Куанг Тхиеу. Система прямого управления моментом и потокосцеплением ротора асинхронного двигателя. Известия высших учебных заведений. – М.: Машиностроение, 2011. – №7. – С. 27– 30.

51. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М. Изд. центр «Академия», 2007. – 272 с.

52. Sikorski A, Korzeniewski M. Analysis of Flux and Torque Control

Improvement of AC Motor Controlled by DTC Method. EPE-PEMC 2002. Dubrovnik & Cavtat. 2002.

53. Сидоренко В. М. Системно-динамическое моделирование в среде POWERSIM: Справочник по интерфейсу и функциям. – М.: МАКС-ПРЕСС, 2001. – 159 с.

54. Евсюхина К., Чесалова М. Работа с пакетом динамического моделирования POWERSIM / Под. ред. А. Масаловича. – М., 1997.

55. Richardson G.P., Pugh A.L. Introduction to System Dynamics Modeling with DYNAMO. – Cambridge, MA: MIT Press, 1981.

56. Sterman J.D. Business Dynamics: System Thinking and Modeling for a Complex World. – Irwin/McGraw-Hill: New York, 2000.

57. Пугачёв, Е.В. Спектральный анализ тока и напряжения электропривода переменного тока с двухзвенным преобразователем частоты / Е.В. Пугачёв, А.С. Иванов, П.Р. Нусратов, В.С. Иванов // Вестник таджикского национального университета. 2014. – № 1 (126). – С. 95-100.

58. В. Wu, "High-Power Converters and AC Drives, IEEE Press, Canada, 2006.

59. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

60. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи: Учеб. Для вузов ж-д. трансп. – М.: 1999. – 464 с.

61. Петрович, В. П. Силовые преобразователи электрической энергии: учебное пособие / Петрович В. П., Воронина Н. А., Глазачев А. В.. – Томск; Из-во Томского политехнического университета, 2009. – 240 с.

62. Лукутин, Б. В, Обухов, С. Г. «Силовые преобразователи в электроснабжении». Издательство ТПУ. Томск. 2007.

63. Руденко, В. С. Преобразовательная техника. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Вища-школа. Главное изд-во, 1983. – 431 с.

64. Phuong Hue Tran. MATLAB/Simulink Implementation and Analysis of Three Pulse-Width-Modulation (PWM) Techniques/ A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical in Electrical Engineering. Boise State University. Pp.102. May 2012.
65. V.V.Khatavkar and S.N.Chapbekar “Study og Harmonics”, Electrical India, Vol.46, No.1, November. 2006.
66. Dspic30f4011/12 Data Sheet. High – Perfomance. 16 – bit Digital Signal Controllers. Microchip Technology Inc. 238 pages. 2010.
67. Dspic30f Family Reference Manual. High – Perfomance Digital Signal Controllers. Microchip Technology Inc. 771 pages. 2006.
68. Alesina, M. Venturini, “Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp. 101-112, January 1989.
69. P. Nielsen, “The matrix converter for an induction motor drive,” Industrial Ph.D. project EF493, ISBN 87-89179-14-5, 296 pages, Aalborg University, Denmark, 1996.
70. Odaka A, S.I., Ohgushi H, Tamai Y, Mine H, Ito J. *A Pam Control Method For Matrix Converter*. In *Proc 2005 Japan Industry Applications Society Conference*. 2005.
71. Apap, M. Clare, J.C. Wheeler and P.W. Bradley, K.J. “Analysis and Comparison of AC-AC Matrix Converter Control Strategies”, PESC03, IEEE 34th Annual conference on Power Electronics, Vol. 3, pp. 1287- 1292, June 2003.
72. R. Belmans, F. Busschots, and R. Timmer, “Practical design considerations for braking problems in overhead crane drives,” *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, vol.1, pp. 473-479. Oct. 1993.
73. N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2nd Edition, 1995, John Wiley and Sons, New York.

74. C. Batlle, A. Doria, and R. Ortega. Power Flow Control of a Doubly-Fed Induction Machine Coupled to a Flywheel. In IEEE Proc. Conference on Control Applications, pp. 1645–1651, 2004.

75. C. Batlle, A. Doria, E. Fossas. A back – to – back converter for an electrical machine application. Technical University of Catalonia. Spain, pages 1–13, 2004.

76. Direct torque control – the world’s most advanced AC drive technology. Technical guide No. 1. ABB. [Электронный документ]. Режим доступа:

[https://library.e.abb.com/public/14f3a3ad8f3362bac12578a70041e728/ABB\\_Technical\\_guide\\_No\\_1\\_REVC.pdf](https://library.e.abb.com/public/14f3a3ad8f3362bac12578a70041e728/ABB_Technical_guide_No_1_REVC.pdf). – 1.03.2016.

77. I. Takahashi and Y. Ohmori, “High-performance direct torque control of an induction motor”, IEEE Trans. Ind. Applicat. 25, pp. 257–264.1989.

78. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, “Performance analysis of a speed-sensorless induction motor drive based on a constant-switching-frequency DTC scheme”, IEEE Transactions on Industry Applications 39 (2), pp. 476–484.2003.

79. M.P. Kazmierkowski and G. Buja, “Review of direct torque control methods for voltage source inverter-fed induction motors”, IECON ’03 1, 981–991.2003.

80. M. Depenbrock, “Direkte selbstregelung (DSR) für hochdynamische drehfeldantriebe mit stromrichterspeisung”, ETZ Archive 7, 211–218.1985.

81. P. Tiitinen, P. Pohkalainen, and J. Lalu, “The next generation motor control method: direct torque control (DTC)”, EPE J. 5 (1), 14–18 .1995.

82. C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “A modified direct torque control for induction motor sensorless drive”, IEEE Trans. on Industry Applications 36 (1), pp.122–130. 2000.

83. D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, “Theoretical and experimental analysis of an induction motor drive based on stator flux vector control”, *Electromotion Journal* 6 (1–2), pp. 43–48.1999.



84. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control", IEEE Trans. on Power Electronics 17 (5), pp. 779–787.2002.

85. S. Meier, "Novel Voltage Source Converter based HVDC Transmission System for Offshore Wind Farms," Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2005.

86. Применение электроприводов постоянного и переменного тока в шахтной подъемной установке. [Электронный документ]. Режим доступа: <http://masters.donntu.org/2005/eltf/ostroukhov/library/7.rtf>. – 2.04.2016.

87. Лазарева, М.В. Анализ диаграмм ускорений, рывка и усилий в шахтных подъемных установках. X Международная научно – практическая конференция «Автоматизация технологических объектов и процессов. Поиск молодых». Донецк 18-20 мая 2010 г. [Электронный документ]. Режим доступа: <http://masters.donntu.org/2010/etf/lazareva/library/article2.htm>. – 2.04.2016.

88. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 2001. – 327 с.

89. Адкинс Б. Общая теория электрических машин. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960. – 268 с.

90. Ключев, В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов. – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 714 с.

91. Сипайлов, Г.С. Математическое моделирование электрических машин / Г.С. Сипайлов, А.В Лоос. – М.: Высшая школа, 1980. – 176 с.

92. Петров, Л.П. Управление пуском и торможением асинхронных электродвигателей. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 184 с.

93. Туровский Я. Электромагнитные расчеты элементов электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.

94. Постников, И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. – М.: Высшая школа, 1975. – 319 с.

95. Петров, Л.П. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением / А.П. Петров, В.А. Ладензон и др. – М.: Энергия, 1977. – 200 с.

96. Герамисяк, Р. П. Анализ и синтез крановых электромеханических систем / Р. П. Герамисяк, В. А. Лещев. – Одесса: СМІЛ, 2008. – 192 с.

97. Buja G.S., Kazmierkowski M.P. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – A survey // IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 51, No 4, Aug. 2004, pp. 744-757.

98. D. Stojic, S. Vukosavic. A new induction motor drive based on the flux vector acceleration method // IEEE Trans. Energy conversion, Vol. 20, No.1, Mar. 2005, pp. 173-180.

99. P.Z. Grabowski, M.P. Kazmierkowski, B.K. Bose, F. Blaabjerg. A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive // IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 47, No. 4, Aug. 2000, pp. 863-870.

100. B.H. Kenny, R.D. Lorenz. Stator and rotor flux based deadbeat direct torque control of induction machines // IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 39, No. 4, 2003, pp.1093-1101.

101. H. Miranda, P. Cortes, J.I. Yuz, J. Rodriguez. Predictive torque control of induction machines based on state space models // IEEE Trans. Ind. Electronics, No. 6, 2009, pp. 1916-1924.

102. Овсянников, Е.М., к.т.н. Нгуен Куанг Тхиеу. Методика синтеза системы прямого управления моментом тяговых асинхронных электроприводов. Известия МГТУ «МАМИ». 2011. – №2(12). – С. 41 – 46.

103. Векторное управление двигателем. [Электронный документ]. Режим доступа: [http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/vector/#dte\\_svm\\_sfo](http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/vector/#dte_svm_sfo) – 25.04.2016.

104. F. Blaschke. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines: Siemens Rev., vol. 34, no. 1, pp. 217–220, 1972.

105. K. Hasse. Drehzahlregelverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit strom-richtergespeisten Asynchron-Kurzschlusslaufermotoren: Regelungstechnik, vol. 20, no. 2, pp. 60–66, 1972.
106. M. Depenbrock. Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine: US4678248, 1987.
107. I. Takahashi, and T. Noguchi. A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor: IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sept. / Oct. 1986.
108. E. Yamamoto, T. Kume, H. Hara, T. Uchino, J. Kang, and H. Krug, “Development of matrix converter and its applications in industry,” in *Proc. 35th IEEE IECON*, Porto, Portugal, 2009, pp. 4–12.
109. M. Venturini, “A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements,” in *Proc. Powercon 7*, 1980, pp. E3/1–E3/15.
110. J. Rodriguez, E. Silva, F. Blaabjerg, P. Wheeler, J. Clare, and J. Pontt, “Matrix converter controlled with the direct transfer function approach: Analysis, modelling and simulation,” *Int. J. Electron.*, vol. 92, no. 2, pp. 63–85, Feb. 2005.

## Приложение №1

  
УТВЕРЖДАЮ  
Проректор по учебной работе  
– первый проректор  
ФГБОУ ВПО СибГИУ,  
к.т.н., доцент  
\_\_\_\_\_  
Феоктистов А.В.  
«22» апреля 2016 г.

## АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы  
Нусратова Пайрава Рухониidinovichа  
в учебный процесс  
Сибирского государственного индустриального университета

Настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы «Разработка и исследование энергосберегающего электропривода шахтных подъемных машин» внедрены в учебный процесс Сибирского государственного индустриального университета при обучении студентов по специальности 130400 – Горное дело (специализации «Электрификация и автоматизация горного производства», «Горные машины и оборудование»), при выполнении студентами курсового и дипломного проектирования и представлены в следующем виде.

1. Алгоритм управления двухзвенным преобразователем частоты с усовершенствованной структурой.

2. Математическая модель системы электропривода ШПМ, учитывающая в режиме рекуперативного торможения изменение величины конечной нагрузки ШПМ, переменную жесткость канатов и процессы, протекающие в преобразователе частоты с усовершенствованной структурой.

3. Система управления скоростью сосудов ШПМ, компенсирующая в режиме рекуперативного торможения влияние конечной нагрузки.

4. Методика настройки регуляторов системы управления скоростью сосудов ШПМ.

Внедрение указанных результатов позволило повысить качество и эффективность обучения студентов указанных специальностей, повысить профессиональный уровень выпускаемых университетом специалистов.

Директор ИГДиГ,  
д.г.-м.н., профессор



Я.М. Гутак



## Приложение №2

## АКТ

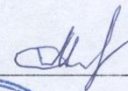
о внедрении результатов диссертационной работы  
Нусратова Пайрава Рухониidinовича  
в опытно-конструкторские разработки предприятия  
ООО «Научно-производственная фирма «ИНТЕХСИБ»

Настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы «Разработка и исследование энергосберегающего электропривода шахтных подъемных машин» использованы при проектировании опытно-промышленного образца энергосберегающего электропривода переменного тока на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии в следующем виде:

1. Алгоритм управления двухзвенным преобразователем частоты с усовершенствованной структурой.
2. Математическая модель системы электропривода шахтной подъемной машины в режиме рекуперативного торможения.
3. Методика синтеза системы управления электроприводом шахтной подъемной машины на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии.
4. Комплексная модель системы электропривода шахтной подъемной машины в специализированных средах *Power Simulation* и *Matlab/Simulink*.

Внедрение указанных результатов позволило существенно сократить длительность и стоимость опытно-конструкторских работ по разработке систем управления электроприводов шахтных подъемных машин на основе двухзвенного преобразователя частоты со звеном рекуперации электроэнергии.

Директор  
ООО «Научно-производственной  
фирмы «ИНТЕХСИБ»



Мещерин А.Т.

06.05.2016г.

