

ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

(национальный исследовательский университет)

На правах рукописи



Маргацкая Елена Александровна

**РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ И АЛГОРИТМОВ  
УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ КЛАПАНА  
ВЫДОХА АППАРАТА ИВЛ**

Специальность:

05.09.03 — «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель

д.т.н., профессор **С.Г. Воронин**

Челябинск — 2015

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>ВВЕДЕНИЕ</b>                                                                                                         | 5  |
| <b>1. КЛАПАН ВЫДОХА КАК ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЭЛЕМЕНТ АППАРАТА ИСКУССТВЕННОЙ ВЕНТИЛЯЦИИ ЛЕГКИХ.</b>                            | 11 |
| 1.1. Классификация аппаратов ИВЛ                                                                                        | 11 |
| 1.2. Общая схема строения аппаратов ИВЛ                                                                                 | 14 |
| 1.3. Анализ видов конструктивного исполнения клапана выдоха                                                             | 15 |
| 1.4. Общие требования к клапану выдоха на основе анализа его функционального назначения                                 | 19 |
| 1.4.1. Функция сохранения спонтанной дыхательной активности пациента                                                    | 19 |
| 1.4.2. Поддержание постоянного заданного давления                                                                       | 21 |
| 1.4.3. Формулирование общих технических требований                                                                      | 22 |
| 1.5. Выводы                                                                                                             | 23 |
| <b>2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКВ</b>                                               | 24 |
| 2.1. Описание конструкции ЭКВ и предъявляемых к нему требований                                                         | 24 |
| 2.2. Постановка и решение задачи оптимизации                                                                            | 26 |
| 2.2.1. Расчет постоянного магнита                                                                                       | 27 |
| 2.2.2. Определение обмоточных данных                                                                                    | 28 |
| 2.2.3. Расчет магнитной цепи                                                                                            | 31 |
| 2.2.4. Расчет силы тяги электромагнитной системы                                                                        | 32 |
| 2.2.5. Оценка быстродействия                                                                                            | 33 |
| 2.3. Решение задачи оптимизации                                                                                         | 33 |
| 2.4. Выводы по главе                                                                                                    | 42 |
| <b>3. АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РЕАЛИЗАЦИИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО ПОЛОЖЕНИЮ ЭКВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ</b> | 43 |
| 3.1. Обзор существующих датчиков положения                                                                              | 43 |

|           |                                                                                                                                   |           |
|-----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.2       | Исследование влияния конфигурации сигнального элемента датчика Холла на точность позиционирования ЭКВ . . . . .                   | 46        |
| 3.3.      | Разработка математической модели оптического датчика для определения средств по повышению точности позиционирования ЭКВ . . . . . | 54        |
| 3.4.      | Выводы по главе . . . . .                                                                                                         | 61        |
| <b>4.</b> | <b>ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭКВ . . . . .</b>                                                                                      | <b>63</b> |
| 4.1.      | Постановка задачи синтеза системы управления положением ЭКВ                                                                       | 63        |
| 4.2.      | Синтез одноконтурной системы управления . . . . .                                                                                 | 66        |
| 4.3.      | Синтез многоконтурной системы управления по принципу подчиненного регулирования . . . . .                                         | 70        |
| 4.3.1.    | Синтез редуцированного наблюдателя . . . . .                                                                                      | 71        |
| 4.3.2.    | Синтез регуляторов системы управления положением . . . . .                                                                        | 73        |
| 4.4.      | Синтез системы управления с параболическим регулятором положения . . . . .                                                        | 78        |
| 4.5.      | Синтез закона модального управления . . . . .                                                                                     | 82        |
| 4.6.      | Выводы по главе . . . . .                                                                                                         | 85        |
| <b>5.</b> | <b>СИНТЕЗ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ЭКВ . . . . .</b>                                                        | <b>86</b> |
| 5.1.      | Общие положения . . . . .                                                                                                         | 86        |
| 5.2.      | Синтез нечеткого регулятора . . . . .                                                                                             | 87        |
| 5.3.      | Устойчивость нечетких систем управления . . . . .                                                                                 | 95        |
| 5.4.      | Применение теории гиперустойчивости для анализа устойчивости нечеткой системы. . . . .                                            | 96        |
| 5.4.1.    | Предварительные условия для линейной подсистемы $G(s)$ . . . . .                                                                  | 99        |
| 5.4.2.    | Предварительные условия для нелинейного блока $F^{**}$ . . . . .                                                                  | 102       |
| 5.4.3.    | Исследование основных условий гиперустойчивости системы . . . . .                                                                 | 104       |
| 5.4.4.    | Численная проверка условий гиперустойчивости для ЭКВ с принятыми параметрами . . . . .                                            | 109       |
| 5.5.      | Выводы по главе . . . . .                                                                                                         | 114       |

|                                                                                 |     |
|---------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>6. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ РЕЗУЛЬТАТОВ.</b>                    |     |
| <b>ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ</b>                                           | 115 |
| 6.1. Конструктивное исполнение ЭКВ                                              | 115 |
| 6.2. Реализация обратной связи по положению ЭКВ посредством оптического датчика | 117 |
| 6.3. Управление положением ЭКВ                                                  | 119 |
| 6.4. Результаты испытаний                                                       | 123 |
| 6.5. Самодиагностика исправности                                                | 125 |
| 6.5.1. Защита от перегрузки по току                                             | 125 |
| 6.5.2. Защита от неисправности оптического датчика                              | 127 |
| 6.5.3. Защита от блокировки выходного штока                                     | 127 |
| 6.6. Выводы                                                                     | 127 |
| <b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ.</b>                                                              | 129 |
| <b>БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК</b>                                                 | 131 |
| <b>Приложение 1. Принципиальная схема управления ЭКВ</b>                        | 142 |
| <b>Приложение 2. Справки о внедрении результатов работы</b>                     | 143 |

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Аппараты искусственной вентиляции легких (ИВЛ) – это технические устройства, осуществляющие воздухообмен в дыхательных путях организма. Согласно общему принципу работы, требуемое количество газовой смеси формируется в дозиметре вентилятора, при необходимости насыщаясь анестетиком, и поступает в дыхательный контур, где с помощью клапанов вдоха и выдоха осуществляется предписанное однонаправленное движение дыхательной смеси.

В современной практике ИВЛ особое значение и повсеместное использование приобрел метод поддержания положительного давления конца выдоха (РЕЕР), суть которого заключается в том, что в конце выдоха (после принудительного или вспомогательного вдоха) давление в дыхательных путях не снижается до нулевого уровня, а остается выше атмосферного на определенную величину, установленную врачом. Применение умеренного уровня РЕЕР показано всем больным, которым проводится ИВЛ, даже при отсутствии явной патологии легких, поскольку позволяет предупредить нарушение газообмена в легких и улучшить распределение подаваемого газа по легочным полям.

РЕЕР как опция встраивается в различные режимы ИВЛ и наиболее эффективно достигается при управлении положением мембраны экспираторного клапана (клапана выдоха) с использованием приводных механизмов. В современных аппаратах ИВЛ большое значение приобрел так называемый активный клапан выдоха, который предназначен не только для прецизионного поддержания заданного давления в дыхательных путях, но в то же время способен обеспечивать возможность контроля над спонтанными дыханиями пациента.

Очевидно, что для поддержания РЕЕР привод экспираторного клапана должен незамедлительно, с максимально возможной точностью отрабатывать заданный режим как при переключении фаз дыхательного цикла, так и при синхронизации аппарата ИВЛ с попытками самостоятельной дыхательной активности пациента. Таким образом, тема разработки конструкции и алго-

ритмов управления быстродействующим клапаном выдоха очень актуальна и является частью научной проблемы повышения надежности и безопасности средств реабилитационной техники, решение которой имеет большое научное и практическое значение.

**Степень научной разработанности проблемы.** В области разработки и анализа конструктивного исполнения линейных двигателей большой вклад в развитие теории внесли известные отечественные (Вольдек А.И., Свечарник Д.В., Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н.) и зарубежные (Wang J., Jewell Geraint W., Howe D.) ученые. Однако, в контексте использования двигателя в качестве приводного механизма элементов медицинской техники, требуется решение задачи выбора конструктивных параметров линейного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов для достижения максимального быстродействия устройства.

В области разработки интеллектуальных систем, в частности, построенных на алгоритмах нечеткой логики, для управления технологическими процессами посвящены работы многих ученых (D. Nguyen, H. Scharf, N. Mandic, T.J. Procyk, L.A. Zadeh, Васильев В.И., Батыршин И.З. и др.), которые доказывают как практическую ценность, так и перспективны использования данного подхода. Тем не менее, известные результаты носят скорее объектно-ориентированными, направленными на решение конкретной технической задачи. Поэтому, учитывая преимущества нечеткой системы управления, к основным из которых относится простота реализации при возможности достижения требуемого качества регулирования выходной координатой объекта, в качестве одного из направлений настоящего исследования выступает создание методики синтеза регулятора на базе нечеткой логики для управления положением электроприводов постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов как класса электромашин.

**Объект исследования** – электропривод клапана выдоха аппарата ИВЛ с линейным двигателем постоянного тока.

**Предмет исследования** – методы синтеза системы управления положением электропривода с линейным двигателем постоянного тока.

**Цель и задачи работы.** Целью работы является разработка конструкции и алгоритмов управления электроприводом клапана выдоха (ЭКВ) аппарата ИВЛ.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

- Разработка методики расчета оптимальной по быстродействию конструкции ЭКВ.
- Исследование оптимальной конфигурации и оценка возможности применения магнитоэлектрического и оптического датчиков положения, как информационных элементов системы управления ЭКВ, для повышения точности позиционирования при измерении малых линейных перемещений.
- Синтез системы управления, обеспечивающей высокие показатели точности позиционирования и быстродействия ЭКВ.
- Практическая разработка систем управления ЭКВ и экспериментальное исследование теоретических результатов.

**Научная новизна:**

1. Из условия обеспечения максимального быстродействия электротехнического комплекса при ограничении на массогабаритные показатели и потребление энергии разработана методика оптимизации конструктивных параметров ЭКВ на основе линейного двигателя постоянного тока, отличающаяся тем, что поиск экстремума основан на использовании генетического алгоритма и в качестве критерия оптимальности применяется быстродействие устройства.

2. Разработана математическая модель оптического датчика положения как информационного элемента системы управления ЭКВ, позволяющая расширить диапазон линейных характеристик датчика с целью повышения точности позиционирования и улучшения динамических свойств привода.

3. Предложена новая методика синтеза регулятора положения ЭКВ на базе нечеткой логики, отличающийся тем, что в процессе формирования управляющих воздействий используется информация о текущей скорости рабочего органа и его ошибки по положению и позволяющая достичь инвари-

антности регулируемой величины к изменениям параметров математической модели электромеханического устройства в целом.

4. Аналитически доказана возможность обеспечения гиперустойчивости для системы третьего порядка с рассматриваемой структурой с нечетким регулятором, разработанным по предложенной методике.

**Практическое значение** работы заключается в следующем:

- разработаны рекомендации по повышению линейности выходной характеристики датчика Холла без использования дополнительных технических средств путем изменения конфигурации его сигнального элемента, что позволяет повысить точность позиционирования электропривода при измерении малых линейных перемещений;

- разработаны рекомендации по повышению линейности выходной характеристики оптического датчика без использования дополнительных технических средств путем изменения взаимного расположения оптических элементов;

- созданы опытные образцы электропривода клапана выдоха на базе линейного двигателя постоянного тока, обеспечивающие высокие показатели регулирования экспираторного потока при проведении искусственной вентиляции легких.

Результаты диссертационной работы при поддержке: Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках программы «УМНИК» (номер госконтракта 498ГУ1/2013); министерства образования и науки Челябинской области (приказ №01/2280 от 02.07.2013); Правительства РФ (приказ министерства образования и науки РФ №1434 от 10.11.2014) были приняты к внедрению в ОАО "Уральский оптико-механический завод" (г. Екатеринбург), ОАО "МиассЭлектроАппарат" (г. Миасс); ООО "Тритон-Электроникс" (г. Екатеринбург).

**Методы исследования.** Для решения поставленных задач применялась теория автоматического управления, теория интеллектуальных систем управления, теория электропривода, теория гиперустойчивости, теория оп-



тимизации, методы математического моделирования на ПК с использованием программных пакетов *Matlab* для имитационного моделирования систем управления, *Mathcad* для численного доказательства основных положений теории гиперустойчивости системы с нечетким регулятором, *Maxwell Ansoft* для исследования электромагнитных полей методом конечных элементов, язык программирования *Delphi* для аналитического расчета выходной характеристики оптического датчика.

**Достоверность результатов** подтверждается корректным использованием математических моделей, методов и общепринятых допущений, результатами экспериментальных исследований опытных образцов ЭКВ.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Методика оптимизации конструктивных параметров ЭКВ с точки зрения достижения минимального времени переходного процесса перемещения рабочего органа привода с использованием генетического алгоритма в качестве метода оптимизации.

2. Математическая модель оптического датчика как информационного элемента системы управления электроприводом и рекомендации по повышению линейности его выходной характеристики без использования дополнительных технических средств.

3. Методика синтеза регулятора положения ЭКВ на базе нечеткой логики, позволяющая реализовать высокое качество регулирования проходного отверстия в линии выдоха пациента и доказательство гиперустойчивости разработанной системы управления.

4. Экспериментальные исследования разработанного ЭКВ, практическое доказательство адекватности используемых математических моделей и теоретических результатов.

**Апробация работы.** Основные положения исследования рассматривались и обсуждались на 3-й Всероссийской научно-практической конференции «Разработки Российской Федерации по приоритетным направлениям развития науки, технологий и техники» (Челябинск, 2013 г.), VIII-й Международной молодежной научной конференции "Тинчуринские чтения" (Ка-

зань, 2013 г.), Девятой международной научно-технической конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Энергия-2014» (г. Иваново, 2014 г.), на Научных конференциях аспирантов и докторантов ЮУрГУ (2013-2015 гг.).

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 11 работ, в том числе в журналах, рекомендованных ВАК -3 статьи, в журналах, включенных в базу Scopus, 1 статья. Получено свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

**Личный вклад автора** состоит в формулировании и доказательстве научных положений, непосредственном участии на всех этапах исследовательского процесса, получении теоретических и экспериментальных данных, разработке опытного образца ЭКВ, проведении лабораторных испытаний.

**Структура и объем диссертационной работы.** Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения и приложения, содержит 143 страницы машинописного текста, 77 рисунков, 4 таблицы, список используемой литературы из 112 наименований.

**Соответствие научной специальности:** исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, полностью соответствует формуле и пп. 1 и 3 области исследования, приведенной в паспорте специальности 05.09.03.

# **1. КЛАПАН ВЫДОХА КАК ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЭЛЕМЕНТ АППАРАТА ИСКУССТВЕННОЙ ВЕНТИЛЯЦИИ ЛЕГКИХ**

## **1.1. Классификация аппаратов ИВЛ**

Искусственная вентиляция легких (искусственное дыхание, управляемая вентиляция легких) – это перемежающаяся или непрерывная замена воздуха в легких искусственными методами при прекращении или недостаточности их естественной вентиляции [56]. Несмотря на нежелательные побочные эффекты, ИВЛ незаменима при лечении тяжелобольных с острой дыхательной недостаточностью. Другого столь же эффективного способа устранения гипоксии и предупреждения развития в организме необратимых изменений современная медицина не знает.

Аппараты ИВЛ – это технические устройства, осуществляющие воздухообмен в дыхательных путях организма. Современные аппараты искусственной вентиляции легких отличаются ориентацией на вспомогательные режимы вентиляции, наличием микропроцессорного управления всеми параметрами вентилятора, расширенными возможностями мониторингирования параметров респираторной механики пациента, а также развитой системой тревог (alarm) для отслеживания опасных отклонений [12].

Хотя многообразные свойства аппаратов не позволяют разработать их единую классификацию, по различным признакам можно выявить характерные черты, определяющие несколько групп аппаратов [14].

1. Аппараты ИВЛ по способу действия. Из стандартизированного (ГОСТ 17807 — 83) определения аппарата ИВЛ следует, что периодическое перемещение газа между внешней средой и внутрилегочным пространством может быть достигнуто принципиально различными методами.

1.1. Аппараты ИВЛ наружного (внешнего) действия вентилируют легкие путем воздействия перемежающегося давления на все тело пациента, за исключением головы, или на часть тела — грудную клетку и (или) область диафрагмы. Как и при самостоятельном дыхании, во время вдоха газ посту-

пает в легкие под действием создаваемого в них разрежения, величина которого определяется сопротивлением дыхательных путей.

В настоящее время выпуск аппаратов, реализующих наружный способ, прекращен, поскольку они малоэффективны, а наиболее эффективные из них — железные легкие — представляют собой дорогостоящие громоздкие устройства, затрудняющие доступ к телу пациента.

1. 2. Аппараты ИВЛ внутреннего действия во время вдоха вдувают газ в легкие пациента через верхние дыхательные пути, и развивающееся в легких давление обусловлено необходимостью преодолеть эластичное сопротивление легких и грудной клетки, а также сопротивление дыхательных путей. Именно поэтому давление в легких во время этой фазы дыхательного цикла по знаку противоположно давлению при самостоятельном дыхании и значительно превышает его по величине.

2. По виду энергии, необходимой для работы аппарата, их можно классифицировать на следующие типы:

2.1. Аппараты с пневмоприводом, в которых источником энергии служит сжатый газ.

2.2. Аппараты с электроприводом от внешнего источника энергии.

2.3. Аппараты с ручным приводом, в которых используется мускульная энергия оператора.

2.4. Аппараты с комбинированным приводом, в которых энергию для вдувания газа получают от внешних источников сжатых газов, а управление аппаратом осуществляется от электроэнергии.

3. Важным признаком является способ переключения фаз дыхательного цикла. Их можно классифицировать следующим образом:

3.1. Аппараты с переключением по давлению, где вдох сменяется выдохом вследствие достижения заданного давления в какой-то точке пневмосхемы аппарата, желательной расположенной как можно ближе к дыхательным путям пациента. Поэтому в них можно непосредственно устанавливать и поддерживать на заданном уровне этот сравнительно второстепенный параметр ИВЛ, а изменение почти любой характеристики аппарат — пациент из-

меняет первоначально установленные минутную вентиляцию и дыхательный объем.

3.2. Аппараты с переключением по объему, где выдох наступает вследствие подачи пациенту заданного объема газа. Здесь соответственно этот объем можно непосредственно устанавливать и стабильно поддерживать при изменении характеристик системы аппарат — пациент.

3.3. Аппараты с переключением по времени, где вдох сменяется выдохом по истечении заданного интервала времени. В моделях этого типа легко регулировать временные параметры дыхательного цикла, которые стабильно поддерживаются во время работы.

3.4. Имеются отдельные аппараты, в которых выдох начинается вследствие снижения скорости вдвухания газа до заданной величины. Однако этот метод мало удобен, поскольку скорость вдвухания непосредственно не связана с основными параметрами ИВЛ и поэтому не обеспечивается независимая установка и стабильное поддержание этих параметров.

4. Аппараты ИВЛ классифицируются также по виду используемого дыхательного контура. Существуют модели с реверсивным контуром, применяемые во время ингаляционного наркоза, с нереверсивным контуром, с любым дыхательным контуром.

5. Разделяют аппараты ИВЛ на автономные и неавтономные.

6. Выделяют аппараты с автоматическим управлением (с применением замкнутых контуров), когда аппарат способен контролировать и интерпретировать требуемые параметры вентиляции и неавтоматическим управлением.

7. Аппараты с генератором вдоха постоянного или переменного потока. Генератор вдоха постоянного потока создает поток газа, текущий только в одном направлении, чаще всего с примерно постоянной скоростью. Отличительным признаком генератора вдоха переменного потока является возможность выделения двух состояний: вдоха, когда газ непосредственно или через разделительную емкость подается пациенту, и состояния выдоха, во время которого генератор набирает новую порцию газа.

## 1.2. Общая схема строения аппаратов ИВЛ

Принципиальная схема устройства современного аппарата для ИВЛ приведена на рис. 1.1 и включает в себя две основные части - управляющую и исполнительную [32].

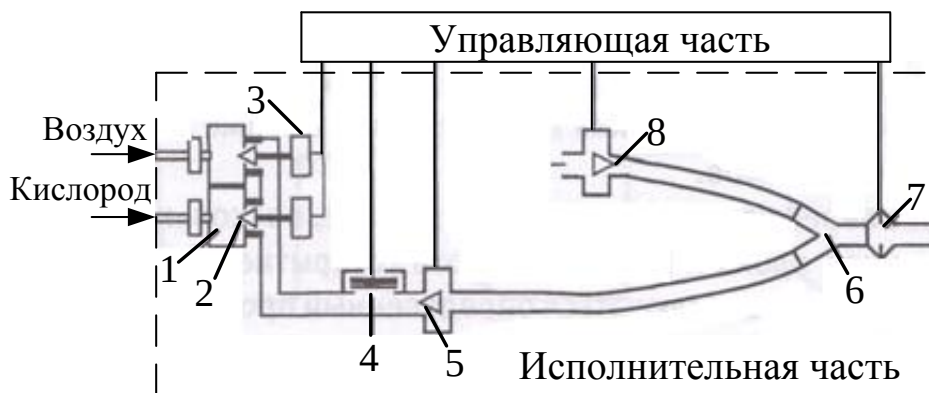


Рис. 1.1. Принципиальная схема устройства аппарата ИВЛ

В современных респираторах центр управления состоит из одного или нескольких микропроцессоров и выполняет следующие задачи: контроль над работой датчиков потока и объема; управление согласованной работой клапанов для своевременной подачи и прекращения введения кислородно-воздушной смеси; реагирование на информацию об отклонении тех или иных параметров вентиляции от заданных установок.

Исполнительная часть представляет собой дыхательный контур с системой клапанов и датчиков, с помощью которых регулируется движение потока газовой смеси. Устройство, создающее этот поток, состоит из двух камер (1), в которых поддерживается постоянное давление воздуха и кислорода, многократно превышающее таковое в дыхательном контуре. При этом величина потока и процентное содержание кислорода полностью определяются геометрическими характеристиками отверстий (2), размеры которых изменяются с помощью специальных сервоприводов (3). Кроме того, обязательными компонентами дыхательного контура являются: клапан, ограничивающий давление (4), и клапан выдоха (8). В ряде аппаратов функции клапана вдоха (5) выполняет система регуляции потока газовой смеси, что позволяет упростить устройство контура и несколько снизить расход дыхательной смеси при определенном увеличении времени срабатывания системы [1].

Обобщая конструктивное описание аппаратов ИВЛ, следует заметить, что независимо от наличия дополнительных и обязательных в современных респираторах элементов как увлажнитель, бактериальные фильтры и др., каждый аппарат ИВЛ содержит основные функциональные блоки, во многом определяющие его свойства: источник газа, подаваемого пациенту (генератор вдоха); распределительное устройство, задающее требуемые направления движения газа в различных фазах дыхательного цикла и механизм управления распределительным устройством.

Назначением распределительных устройств является обеспечение движения газа в требуемых направлениях в аппаратах ИВЛ, среди которых к основным относятся клапаны вдоха и выдоха. В современных респираторах к вопросам реализации клапана выдоха как важного средства управления экспираторным потоком уделяется особое внимание [45].

### **1.3. Анализ видов конструктивного исполнения клапана выдоха**

В простых моделях респираторов функции клапанов вдоха и выдоха совмещены конструктивно в одном устройстве, которое располагается на аппарате рядом с интубационной трубкой и представляет собой механический лепестковый клапан, который является нереверсивным и позволяет обеспечить движение воздуха: на вдохе в легкие больного, а на выдохе - в окружающую среду [14, 30]. Устройство клапана позволяет приблизительно регулировать величину давления в линии выдоха. Поскольку клапан находится в непосредственной близости от интубационной трубки, то при попытке проведения длительной ИВЛ лепестки клапана могут слипаться друг с другом под воздействием влаги выдыхаемого воздуха и перестать адекватно функционировать. Именно наличие лепесткового клапана выдоха не позволяет включить в контур респиратора активный увлажнитель. В связи с этим единственной возможностью обеспечить увлажнение дыхательной смеси в данном случае является использование фильтра-тепловлагообменника. Эффективности тепловлагообменника не всегда хватает для достаточного увлажнения дыхательной смеси, поэтому в реальной клинической практике иногда

делают попытки применения активного увлажнителя в рассматриваемых моделях респираторов.

В более сложных моделях клапаны вдоха и выдоха разделены и расположены возле респиратора. Работа клапана вдоха активно регулируется микропроцессором респиратора. В отличие от этого клапан выдоха чаще всего пассивен, поскольку он открывается выдыхаемым больным воздухом и закрывается при окончании выдоха. Конструкция клапанов предполагает как использование тепловлагообменника, так и активного увлажнения дыхательных путей с помощью встроенного в дыхательный контур увлажнителя.

Самым современным вариантом является наличие активных клапанов и вдоха, и выдоха. В этом случае открытие и закрытие привода клапана выдоха регулируются микропроцессором респиратора отдельно от клапана вдоха, что позволяет сохранить возможность спонтанного дыхания больного во время проведения ИВЛ.

Рассмотрим некоторые типовые конструктивные исполнения клапана выдоха:

1) Согласно патенту [68] (рис. 1.2а) известен пассивный клапан выдоха, в котором движение диафрагмы по направляющим внутри камеры с пазами осуществляется под действием выдыхаемого больным воздуха, а в исходное положение возвращается после экспираторной фазы под действием пружины и остается в закрытом состоянии под давлением инспираторного потока.

К достоинствам рассматриваемого клапана можно отнести простоту конструкции и невысокие затраты на изготовление, в то время как недостатком является наличие такого инерционного звена как пружина, которое негативно влияет на показатель быстродействия клапана, а также невысокое качество управления значением давления на выдохе.

2) Пассивный клапан выдоха аппарата ИВЛ Фаза-9 [84] (рис. 1.2б) представляет собой электромагнитный узел, предназначенный для перекрытия линии выдоха пациента в момент акта вдоха и для обеспечения положительного давления в конце акта выдоха. Он состоит из магнитопровода, выполняющего роль корпуса, электрической катушки, резиновой прокладки,



якоря с пружиной, верхней и нижней крышек. При подаче напряжения на катушку клапана якорь, находящийся под верхней крышкой, притягивается к магнитопроводу, перекрывая воздушную магистраль; при снятии напряжения якорь под действием пружины и давления газа возвращается в исходное состояние.

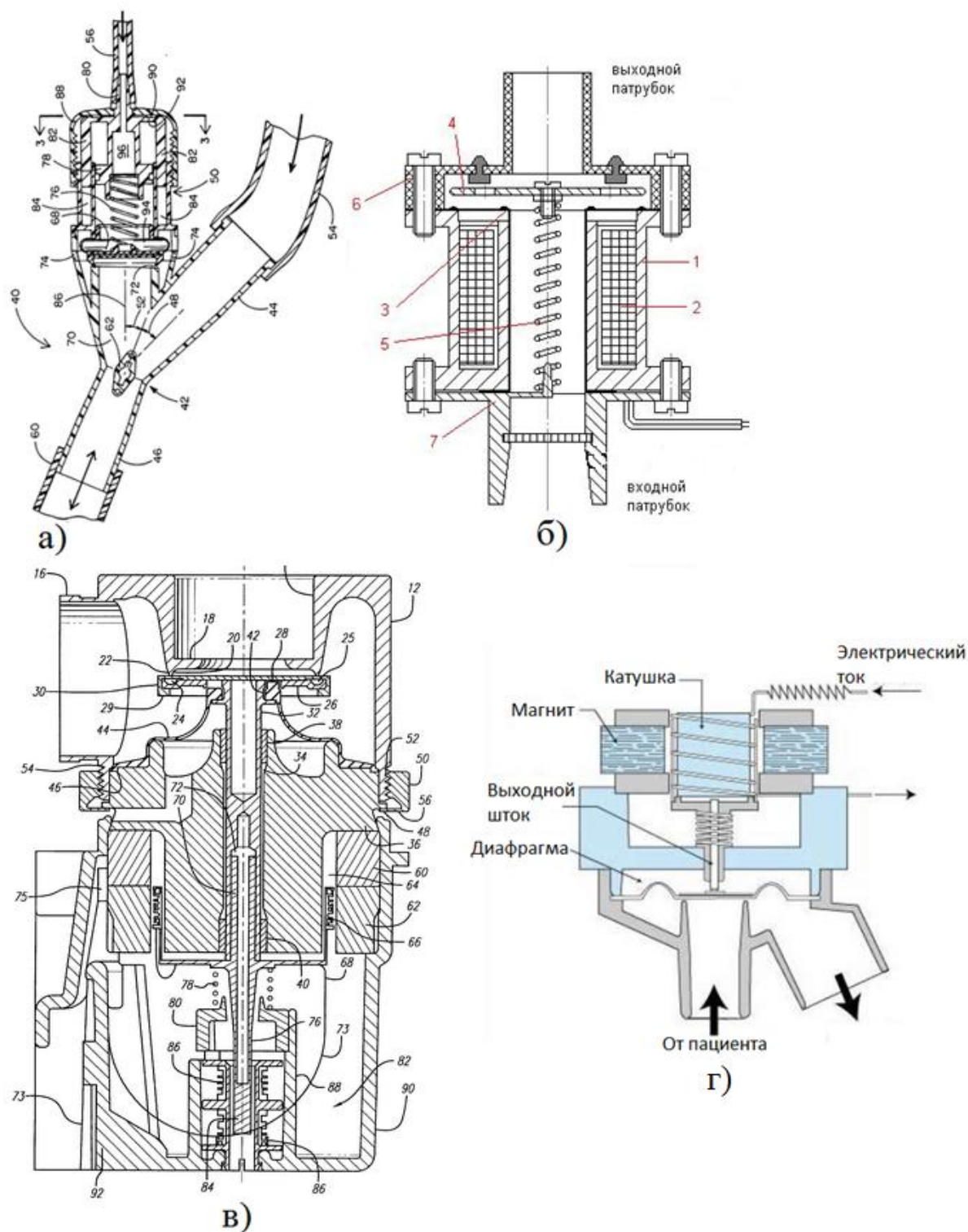


Рис. 1.2. Клапаны выдоха: а) - пассивный клапан выдоха, б) - пассивный электромагнитный клапан выдоха, в) и г) - электромагнитный клапан выдоха

Преимуществом данного решения является относительно простая и недорогостоящая конструкция. В качестве недостатков можно выделить наличие пружины и низкое качество регулирования процессом протекания дыхательной смеси.

3) Известно применение клапана выдоха на базе шагового двигателя [65], который регулирует положение заслонки дросселя по команде микроконтроллера и контролируется датчиком угла поворота.

С применением шагового двигателя известен также патент американской компании Bird Products Corporation [66], который управляет положением выходного штока клапана через механическую передачу также по команде микроконтроллера, однако обратная связь при этом реализуется только по датчику давления, расположенному в линии выдоха пациента.

Несмотря на неоспоримое преимущество шаговых двигателей относительно точности позиционирования, при их пуске требуется плавный разгон, что негативно сказывается на быстродействии и приводит к усложнению алгоритма управления, и датчики обратной связи достаточно дороги.

4) Многие ведущие мировые производители медицинской техники, такие как Drager, Hamilton Medical, Bird Products Corporation, Puritan Bennett в настоящее время в современных моделях аппаратов ИВЛ применяют активный клапан выдоха электромагнитного типа, который предназначен не только для прецизионного поддержания заданного давления в дыхательных путях, но в то же время способен обеспечивать возможность контроля над спонтанными дыханиями пациента. Например, известен запатентованный компанией Puritan Bennett электромагнитный клапан выдоха [67] (рис.1.2в), конструкция которого включает электромагнит, состоящий из кольцевого постоянного магнита (60), закрепленного на корпусе и катушки (66), совершающей поступательное движение вдоль ферромагнитной вставки и подключенной к цепи управления. Рабочим органом является выходной шток (76), поддерживаемой пружиной (78). Также в корпусе клапана выдоха располагается тарельчатый клапан для дополнительного усилия уплотнения клапана. В том же корпусе реализована обратная связь по скорости посредст-

вом датчика индукционного типа (постоянный магнит датчика (84) и стационарная катушка (86)). Достоинствами данного технического решения являются относительно высокая точность позиционирования за счет конструктивного исполнения и наличия обратной связи. К недостаткам, как и в предыдущих конструкциях, относится наличие пружины, относительно высокие габаритные размеры. Электромагнитный клапан аналогичной конструкции и принципа действия, отличающийся отсутствием датчика обратной связи, разработан фирмой Drager (рис. 1.2г).

#### **1.4. Общие требования к клапану выдоха на основе анализа его функционального назначения**

В условиях современного рынка медицинской техники по большому счету не существует строго регламентированных требований к клапану выдоха как электромеханическому устройству с системой управления, являясь прерогативой разработок зарубежных компаний. Данные требования могут быть выявлены и сформулированы на основе анализа функционального назначения устройства, к которым, как было отмечено, относятся поддержание постоянного заданного давления в дыхательных путях и сохранение спонтанной дыхательной активности пациента.

##### ***1.4.1. Функция сохранения спонтанной дыхательной активности пациента***

Принимая во внимание фактическую модель легких, следует отметить, что существует разница между физиологическим дыханием и искусственной вентиляцией. Все альвеолы имеют свои отличительные особенности и, в зависимости от расположения каждой альвеолы, давление, создаваемое аппаратом ИВЛ или дыхательными мускулами, оказывает различное влияние: давление, создаваемое при искусственной вентиляции, обеспечивает вентиляцию преимущественно верхнего пространства легких, в то время как естественное дыхание оказывает большее влияние на нижнее пространство легких, ближе к диафрагме.

Соответствующая разница между принудительной вентиляцией и дыханием касается не столько исключительно вентиляции легких, а скорее соз-

даваемого давления: во время искусственной вентиляции легкие полностью подвергаются воздействию положительного давления даже во время выдоха. Во время экспираторной фазы аппарат обеспечивает низкое давление, называемое РЕЕР (положительное давление конца выдоха). Во время спонтанного дыхания давление в легких временно становится ниже давления окружающей среды. Кроме того, давление, возникающее в легких при проведении искусственной вентиляции, может значительно превышать значение давления при физиологическом дыхании [101].

Таким образом, изменение дыхания, связанное с показателями давления в легких, показывает, что между искусственной вентиляцией легких и спонтанным дыханием существует заметная разница. Этот вопрос был предметом многочисленных споров с момента первой реализации механической вентиляции. Эта дискуссия не ограничивается рассмотрением влияния, оказываемого на легкие как на внутренний орган и их вентиляцию. Влияние, оказываемое на другие органы, также вызывает озабоченность. В этом отношении сердечно-сосудистая система имеет особое значение, так как во время искусственной вентиляции она больше подвергается негативному воздействию.

В настоящее время на механизм разработки и создания аппаратов ИВЛ исключительное влияние оказывает фактор спонтанной дыхательной активности пациента [91]. На первых этапах развития механической вентиляции сохраненное спонтанное дыхание чаще не принималось в расчет, в связи с чем широко практиковалась (чаще вынужденно) медикаментозная синхронизация с целью адаптации к вентилятору, так как традиционно используемые режимы вентиляции давали весьма ограниченные возможности сохранения спонтанного дыхания. Кроме повреждения легких, к которым может привести ИВЛ, в последнее десятилетие XX века большое внимание стали уделять неврологическим последствиям неадекватно проводимой респираторной терапии. Было доказано, что наибольшую роль в этом играет отсутствие синхронизации между спонтанным дыханием пациента и принудительными вдохами вентилятора [87, 110].

Только в 90-х гг. XX века появляются новые режимы ИВЛ, которые позволили минимизировать риск и негативные последствия проведения ИВЛ. Первое описание режима «BIPAP» («Biphasic positive airway pressure»), как режима ИВЛ на основе переключения между двумя уровнями давления сделано профессором Н. Benzer в 1988 году, а с 1989 года фирма Drager выпускает аппараты ИВЛ серии «Evita», оснащенные этим режимом [100]. Название режима «BIPAP» является зарегистрированной торговой маркой фирмы Drager. Главной задачей разработчиков этого режима было сохранение спонтанной дыхательной активности пациента при ИВЛ и адаптация работы аппарата к пациенту без использования седации. В результате был создан режим ИВЛ с возможностью спонтанного дыхания в течение всего дыхательного цикла.

С 1987 года публикуются результаты использования нового режима ИВЛ «APRV» («Airway pressure release ventilation»). Эти работы выполнены J. Downs и M. Stock в США в содружестве с европейской группой Н. Benzer. Целью работы было сохранить достоинства режимов с удлиненной фазой вдоха, улучшив адаптацию работы аппарата ИВЛ к пациенту. Как и при создании режима «BIPAP», ключом к решению этой задачи было сохранение спонтанной дыхательной активности у пациента при ИВЛ [22].

Реализация новых режимов стала возможна в связи с распространением электронных схем управления в аппаратах ИВЛ и использования активных клапанов выдоха с электромагнитным управлением.

#### ***1.4.2. Поддержание постоянного заданного давления***

В современной практике ИВЛ особое значение и повсеместное использование приобрел метод поддержания положительного давления конца выдоха (РЕЕР), суть которого заключается в том, что в конце выдоха (после принудительного или вспомогательного вдоха) давление в дыхательных путях не снижается до нулевого уровня, а остается выше атмосферного на определенную величину, установленную врачом [14, 46]. Применение умеренного уровня РЕЕР показано всем больным, которым проводится ИВЛ, даже при отсутствии явной патологии легких, поскольку позволяет предупредить на-

рушение газообмена в легких и улучшить распределение подаваемого газа по легочным полям. Более высокие уровни РЕЕР позволяют проводить эффективную респираторную поддержку при возникновении различных патологий и заболеваний (отек легких, для поддержания альвеол в расправленном состоянии при ОРДС, при частично необратимом ограничении воздушного потока в дыхательных путях и др.) [21].

РЕЕР как опция встраивается в различные режимы ИВЛ и наиболее эффективно достигается при управлении положением мембраны экспираторного клапана (клапана выдоха) с использованием приводных механизмов. Не препятствуя началу выдоха, в последующем эти механизмы в определенной степени перекрывают клапан и создают тем самым дополнительное давление в конце выдоха.

#### ***1.4.3. Формулирование общих технических требований***

Анализ приведенного материала позволяет заключить, что клапан выдоха как электромеханическое устройство в совокупности с системой управления должен обеспечивать максимальное быстродействие и точность позиционирования при минимальных габаритных размерах привода и электронного узла, обладать невысоким энергопотреблением при питании от автономного источника, быть рассчитан на продолжительный режим работы при эксплуатации в макроклиматическом районе с умеренным климатом для эксплуатации в помещениях (объемах) с искусственно регулируемым климатическими условиями. Система управления, в частности, должна обеспечивать требуемое усилие герметизации клапана и поддерживать требуемое давление максимально постоянным при любом характере нагрузки, обладать инвариантностью к возможным изменениям параметров объекта.

Аспекты гигиены и вопросы, касающиеся санитарной обработки устройства, диктуют особые требования [88]. Поскольку клапан выдоха вступает в непосредственный контакт с выдыхаемым пациентом воздухом, то он должен подвергаться дезинфекции и отвечать двум требованиям в отношении ежедневного использования: во-первых, он должен быть легким и съемным вручную для того, чтобы процедура обработки могла быть быстро выполне-

на. Во-вторых, клапан выдоха также должен быть устойчив к внешним воздействиям и располагаться в компактном корпусе без размещения на этом корпусе других функциональных элементов, таких как датчики, которые могут быть повреждены при ежедневном использовании устройства.

### **1.5. Выводы**

Подводя итог проведенного анализа, в качестве наиболее эффективного принципа функционирования следует выделить управление клапаном при помощи электропривода с линейным двигателем постоянного тока и микропроцессорным управлением, который должен отвечать сформулированным требованиям. Учитывая специфику настоящего исследования, следует отметить, что не существует общих методов и рекомендаций проектирования и управления данным типом клапанов. Поэтому в рамках решения научной проблемы повышения надежности и безопасности средств реабилитационной техники необходима разработка конструкции и алгоритмов управления электроприводом клапана выдоха (ЭКВ) аппаратов ИВЛ.

Для достижения поставленной цели требуется решение следующих задач:

- разработка методики расчета оптимальной по быстродействию конструкции ЭКВ;
- исследование оптимальной конфигурации и оценка возможности применения магнитоэлектрического и оптического датчиков положения, как информационных элементов системы управления ЭКВ, для повышения точности позиционирования при измерении малых линейных перемещений;
- синтез системы управления, обеспечивающей высокие показатели точности позиционирования и быстродействия ЭКВ;
- практическая разработка систем управления ЭКВ и экспериментальное исследование теоретических результатов.

## 2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКВ

### 2.1. Описание конструкции ЭКВ и предъявляемых к нему требований

Конструкция электропривода клапана выдоха [11, 51, 52], предлагаемого к рассмотрению в данной работе представлена на рис. 2.1 и в общем виде содержит магнитопровод 1, выполняющий роль корпуса, в основании которого размещен постоянный магнит цилиндрической формы 7. В корпусе 1 располагается диэлектрический якорь 5 с обмоткой 6, совершающей поступательное движение вдоль ферромагнитной вставки 2. Рабочим органом выступает выходной шток 4.

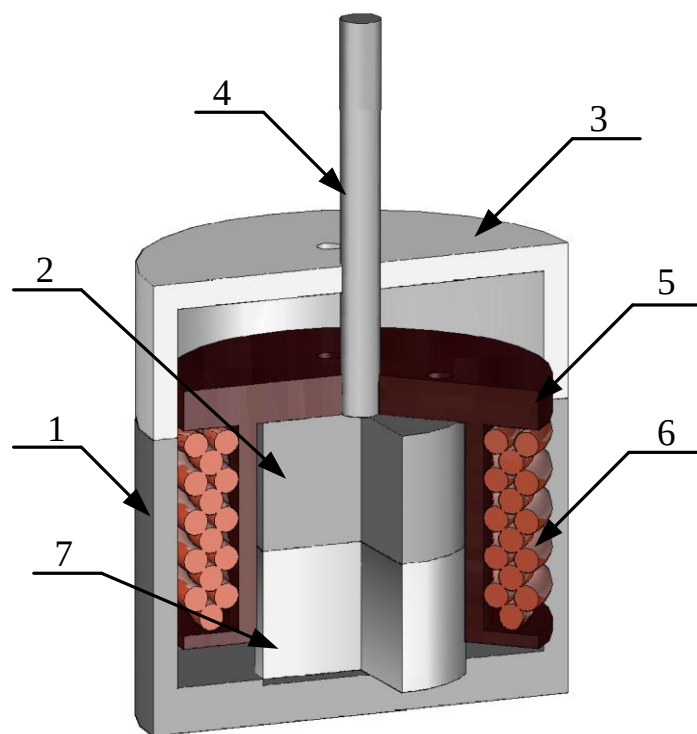


Рис. 2.1. Принципиальная модель ЭКВ (1 – корпус, 2 – ферромагнитная вставка, 3 – крышка, 4 – выходной шток, 5 – диэлектрический якорь, 6 – обмотка, 7 – постоянный магнит)

Отличительной особенностью представленной конструкции в сравнении с аналогами, описанными в главе 1, является возможность установки компактного датчика положения, закрепленного на внутренней стороне крышки 3. Это позволяет ввести в систему контур местной обратной связи наряду с обязательным контролем по давлению, что в свою очередь повышает точностные показатели системы в целом.



Конструктивная схема управляемого клапана выдоха предполагает регулирование проходного отверстия в линии выдоха пациента путем механического воздействия на мембрану в соответствии с показаниями датчика давления в дыхательных путях (рис. 2.2):

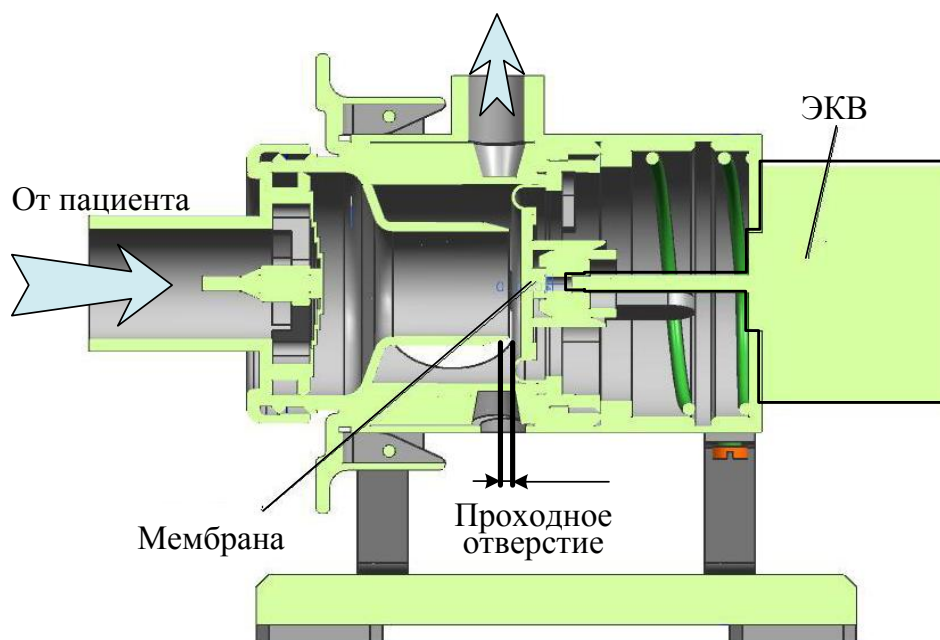


Рис. 2.2. Конструктивная схема управляемого клапана выдоха

К основным техническим требованиям, предъявляемым к устройствам рассматриваемого назначения относятся: высокая точность позиционирования (порядка 0,05 мм при диапазоне перемещения 4 мм), питание от автономного источника (источник постоянного тока напряжением 24 В), минимальные массогабаритные показатели при усилии герметизации клапана 2,5 Н, режим работы продолжительный, рабочее положение в пространстве – произвольное, при эксплуатации в макроклиматическом районе с умеренным климатом и 4-й категории размещения для эксплуатации в помещениях (объемах) с искусственно регулируемым климатическими условиями. Ввиду физиологических особенностей проведения искусственной вентиляции легких, описанных в главе 1, привод клапана выдоха должен обеспечивать максимально возможное быстродействие, однако в силу технологических ограничений время позиционирования может быть принято на уровне не более 50 мс.

## **2.2. Постановка и решение задачи оптимизации**

Для выбора оптимальных размеров конструктивных элементов ЭКВ в рамках достижения необходимого технического результата требуется решение задачи оптимизации.

Согласно назначению устройства, которое должно незамедлительно реагировать на попытку спонтанного дыхания пациента, в качестве критерия оптимальности целесообразно принять время переходного процесса, за которое рабочий орган принимает заданное положение.

За исходные данные для рассматриваемой задачи оптимизации следует принимать параметры постоянного магнита (остаточная индукция, коэрцитивная сила по индукции), напряжение питания, габаритные размеры. В качестве независимых переменных для решения задачи оптимизации выступает диаметр и высота магнита, длина обмоточного слоя и высота обмотки, так как именно эти параметры однозначно определяют все остальные параметры и характеристики устройства, в том числе значение критерия оптимальности, а также показателей, принятых в качестве ограничений.

Поскольку уменьшение значения критерия оптимальности стеснено необходимостью выполнения требований технологии изготовления и технических условий, необходимо ввести ограничивающие значения определенных параметров. Кроме принятых ограничений на независимые переменные следует ввести ограничения на индукцию элементов магнитной цепи для предотвращения насыщения, а также необходимо в определенном диапазоне ограничить плотность тока обмотки исходя из режима работы. Тогда задачу оптимизации можно сформулировать следующим образом: требуется найти такие параметры элементов конструкции, как высота и диаметр магнита, длина и высота обмотки, на множестве допустимых решений, которым соответствует минимальное значение времени позиционирования при ограничениях на массогабаритные показатели и величины плотности тока.

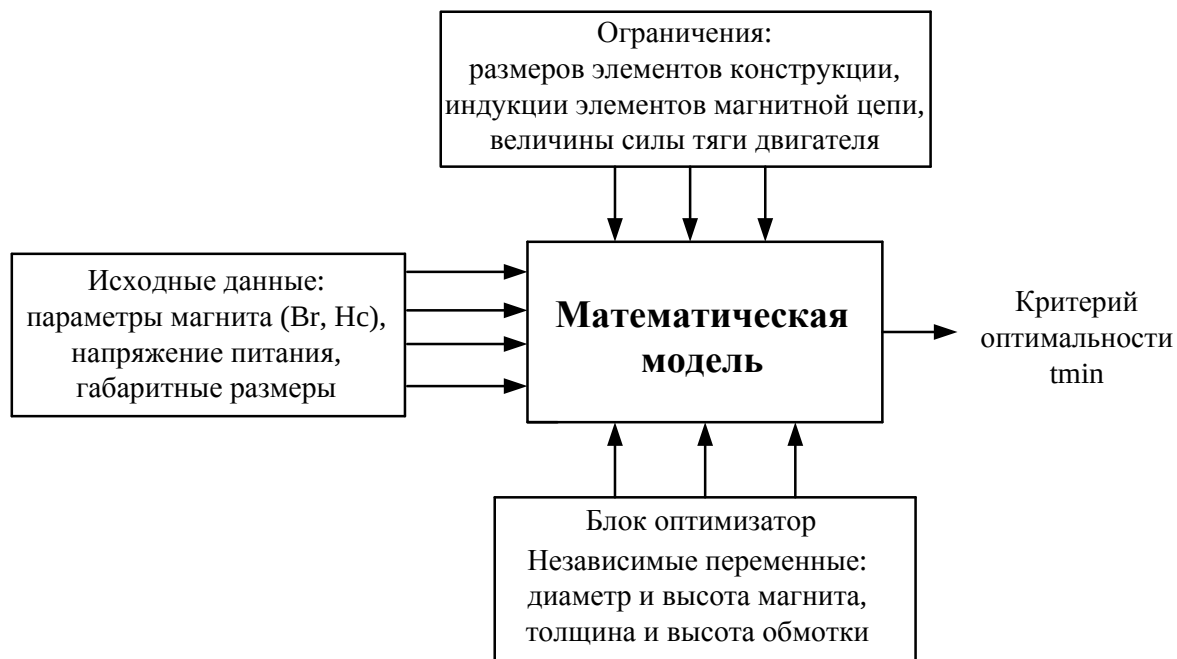


Рис. 2.3. Общая схема решения задачи оптимизации конструкции ЭКВ

Содержание и последовательность процедур расчета вариантов конструкции ЭКВ определяются его математической моделью, которой в данном случае является совокупность выражений электромагнитного расчета и составляет следующую последовательность.

### 2.2.1. Расчет постоянного магнита

Неодимовые магниты обладают наибольшей магнитной силой из всех постоянных магнитов, значительно превосходят по устойчивости к размагничиванию магниты типа ЮНДК (AlNiCo), обладают высокой остаточной магнитной индукцией и сохраняют состояние намагниченности в течение длительного времени. Практика использования неодимовых магнитов, имеющих большую коэрцитивную силу и, соответственно небольшую высоту, показывает, что даже короткое замыкание боковых граней магнита не приводит к существенному уменьшению полезного магнитного потока. То есть в этих ситуациях традиционная методика расчета постоянного магнита дает большие погрешности и становится неработоспособной. Это связано с тем, что магнитное поле предполагается равномерным и одномерным. Считается, что поток рассеяния создается не боковым слоем нейтрального сечения, а всем нейтральным сечением магнита. В действительности, часть нейтраль-

ного сечения работает на создание полезного магнитного потока, а часть нейтрального сечения на создание потока рассеяния магнита.

Поэтому для расчета постоянного магнита в данном случае применяется инженерная методика расчета Зильбермана, описанная подробно в [29], которая предполагает, что магнитное поле в теле магнита распределяется неравномерно.

Суть инженерной методики заключается в следующем:

1. Нейтральное сечение магнита разбивается на четыре зоны
2. Для каждой зоны определяется область нейтрального сечения, создающая поток рассеяния, и область, создающая полезный поток.
3. На основе полученных аппроксимаций для каждой зоны определяется удельная проводимость магнитному потоку
4. Определяется суммарная по всем зонам проводимость полезному магнитному потоку и потоку рассеяния магнита.
5. Определяется полезный поток, поток рассеяния, индукция в воздушном зазоре  $B_\delta$ , индукция в нейтральном сечении.

### **2.2.2. Определение обмоточных данных**

Задача расчета обмоточных данных заключается в определении диаметра провода  $d$ , числа витков  $w$  и сопротивления катушки  $R_\gamma$  и ее индуктивности  $L_\gamma$ , которые при заданном напряжении питания обеспечивают необходимую намагничивающую силу. Как и при классическом расчете обмотки [75], используется следующий блок формул.

Намагничивающая сила обмотки:

$$Iw = \frac{F_{\text{тр}}}{B_\delta \cdot L_{\text{ср}} \cdot \alpha}, \quad (2.1)$$

где  $F_{\text{тр}}$  – требуемое значение силы тяги электромагнитного клапана,  $\alpha$  – коэффициент, учитывающий неравномерное распределение индукции в воздушном зазоре,  $L_{\text{ср}}$  – средняя длина витка, которая находится как длина окружности с радиусом, определяемым суммой радиуса ферромагнитной

вставки  $r_{bc}$ , ширины воздушного зазора  $\delta$ , толщины стенки каркаса якоря  $s_{я}$  и половины высоты обмотки  $h_a/2$ . Тогда:

$$L_{cp} = 2\pi(r_{bc} + \delta + s_{я} + h_a/2). \quad (2.2)$$

Диаметр провода обмотки [15]:

$$d = \sqrt{\frac{4\rho_0(1 + \alpha_t\theta) \cdot L_{cp} \cdot I_w}{\pi \cdot U}}, \quad (2.3)$$

где  $\rho_0$  – удельное сопротивление материала обмоточного провода при температуре  $0^\circ\text{C}$ ,  $\theta$  – рабочая температура обмотки,  $\alpha_t$  – температурный коэффициент сопротивления материала провода. Рабочая температура определяется выбранным классом нагревостойкости изоляции обмоточного провода (для эмалированного провода ПЭВ-1  $\theta = 105^\circ$ ). Удельное сопротивление меди при  $0^\circ\text{C}$   $1,58 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ , температурный коэффициент меди  $\alpha = 0,004 \text{ } 1/^\circ\text{C}$ . Сечение данного провода:

$$q = \pi d^2/4. \quad (2.4)$$

Количество витков в слое:

$$w = L_{\delta} \cdot k_y / d_{из}, \quad (2.5)$$

где  $k_y$  – коэффициент укладки,  $L_{\delta}$  – длина обмотки, которая взаимодействует с потоком в воздушном зазоре и создает усилие.

Количество слоев обмотки:

$$s = h_a \cdot k_y / d_{из}. \quad (2.6)$$

Расчет сопротивления обмотки нагретой до рабочей (допустимой) температуры [15]:

$$R_{я} = \frac{\rho_0(1 + \alpha_t\theta) \cdot L_{cp} \cdot w \cdot s}{q}, \quad (2.7)$$

Ток обмотки якоря  $I_{я} = U/R_{я}$  и соответствующая плотность тока  $j = I_{я}/q$ .

Индуктивность многослойной цилиндрической обмотки [55]:

$$L_{\text{я}} = \sum_{n=0}^{s-1} \sum_{f=0}^{s-1} \sum_{k=1}^w \sum_{m=1}^w \int_0^\pi \frac{\mu_0 \cdot (r_{2\min} + d/2 + h_1 n) \cdot (r_{2\min} + h_1 f) \cdot \cos \varphi d\varphi}{\sqrt{h_2^2 (m-k)^2 + \left(r_{2\min} + \frac{d}{2} + h_1 n\right)^2 + (r_{2\min} + h_1 f)^2 -}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{-2 \left(r_{2\min} + \frac{d}{2} + h_1 n\right) \cdot (r_{2\min} + h_1 f) \cdot \cos \varphi}{\dots} \quad (2.8)$$

где  $r_{2\min}$  – радиус цилиндрического каркаса, на котором расположен внутренний слой катушки,  $h_2$  – шаг намотки,  $h_1$  – шаг между соседними слоями катушки,  $k$  и  $m$  – порядковые номера витков в одном слое катушки,  $n$  и  $f$  – порядковые номера слоев катушки (внутренний слой принят за нулевой).

Масса якоря:

$$m_{\text{я}} = m_{\text{ГЕТ}} + m_{\text{медь}} + m_{\text{лак}} + m_{\text{шток}}, \quad (2.9)$$

где  $m_{\text{ГЕТ}}$  – масса каркаса якоря из диэлектрического материала,  $m_{\text{медь}}$  – масса обмотки,  $m_{\text{лак}}$  – масса изоляции обмоточного провода,  $m_{\text{шток}}$  – масса выходного штока. Расчет ведется с учетом удельного веса материала  $\rho_w$ .

$$m_{\text{ГЕТ}} = \rho_{\text{ГЕТ}} \cdot \left[ L_{\delta} \cdot \pi \cdot \left( \frac{D_{\text{КВН}}}{2} \right)^2 - L_{\delta} \cdot \pi \cdot \left( \frac{D_{\text{ВС}}}{2} + \delta \right)^2 + h_{\text{К}} \cdot \pi \cdot \left( \frac{D_{\text{КВН}}}{2} \right)^2 \right], \quad (2.10)$$

где  $\delta$  – воздушный зазор между ферромагнитной вставкой и внутренней стенкой якоря,  $h_{\text{К}}$  – высота верхней части якоря,  $D_{\text{КВН}}$  – внешний диаметр каркаса якоря:

$$D_{\text{КВН}} = D_{\text{М}} + 2\delta + 2s_{\text{я}}. \quad (2.11)$$

$$m_{\text{медь}} = L_{\text{ср}} \cdot w \cdot s \cdot q \cdot \rho_{\text{WM}}, \quad (2.12)$$

$$m_{\text{лак}} = \left( \frac{d_{\text{из}}^2}{4} \cdot \pi \cdot L_{\text{ср}} \cdot w \cdot s - L_{\text{ср}} \cdot w \cdot s \cdot q \right) \cdot \rho_{\text{WL}}, \quad (2.13)$$

$$m_{\text{шток}} = \frac{D_{\text{шток}}^2 \cdot \pi}{4} \cdot h_{\text{шток}} \cdot \rho_{\text{WC}}, \quad (2.14)$$

где  $D_{\text{шток}}$  – диаметр штока,  $h_{\text{шток}}$  – высота штока.

### 2.2.3. Расчет магнитной цепи

Результатом расчета постоянного магнита по методике Зильбермана становится значение магнитной индукции и, соответственно, магнитного потока в воздушном зазоре. При известном пути замыкания линий магнитной индукции (воздушный зазор - корпус - постоянный магнит - ферромагнитная вставка - якорь - воздушный зазор) и согласно общей формуле расчета индукции [11]:

– индукция в стенке корпуса:

$$B_{\text{ст}} = \left( \frac{4\Phi_{\delta}}{\pi D_2^2 - \pi D_1^2} \right), \quad (2.15)$$

– индукция в основании корпуса:

$$B_{\text{д}} = \frac{\Phi_{\delta} \cdot k_{\sigma}}{h_{\text{д}} \cdot \pi \cdot D_2 / 2}, \quad (2.16)$$

– индукция в ферромагнитной вставке:

$$B_{\text{вс}} = \frac{4\Phi_{\delta}}{D_{\text{вс}}^2 \cdot \pi}. \quad (2.17)$$

При этом в формулах (2.15) - (2.17) вводятся следующие обозначения: параметры высота  $h_{\text{вс}}$  и диаметр  $D_{\text{вс}}$  ферромагнитной вставки, габаритная высота корпуса  $h_{\text{ст}}$ , внешний диаметр корпуса  $D_2$  и внутренний диаметр корпуса  $D_1$ ; сечение основания корпуса с параметрами высота  $h_{\text{д}}$  и диаметр  $D_{\text{д}} = D_2$ .

Данный этап расчета математической модели предназначен для контроля величины магнитной индукции в наиболее насыщенных участках магнитной цепи - стенках и основании корпуса. Очевидно, что индукция не должна превышать значение насыщения  $B_{\text{нс}}$ , для чего допускается увеличение таких параметров как  $h_{\text{д}}$  и  $D_1$  с некоторым шагом  $\text{step}$  в рамках выполнения граничных условий на габариты электромеханического устройства в целом. Алгоритм выполнения описанных условий представлен в виде блок-схемы на рисунке 2.4.

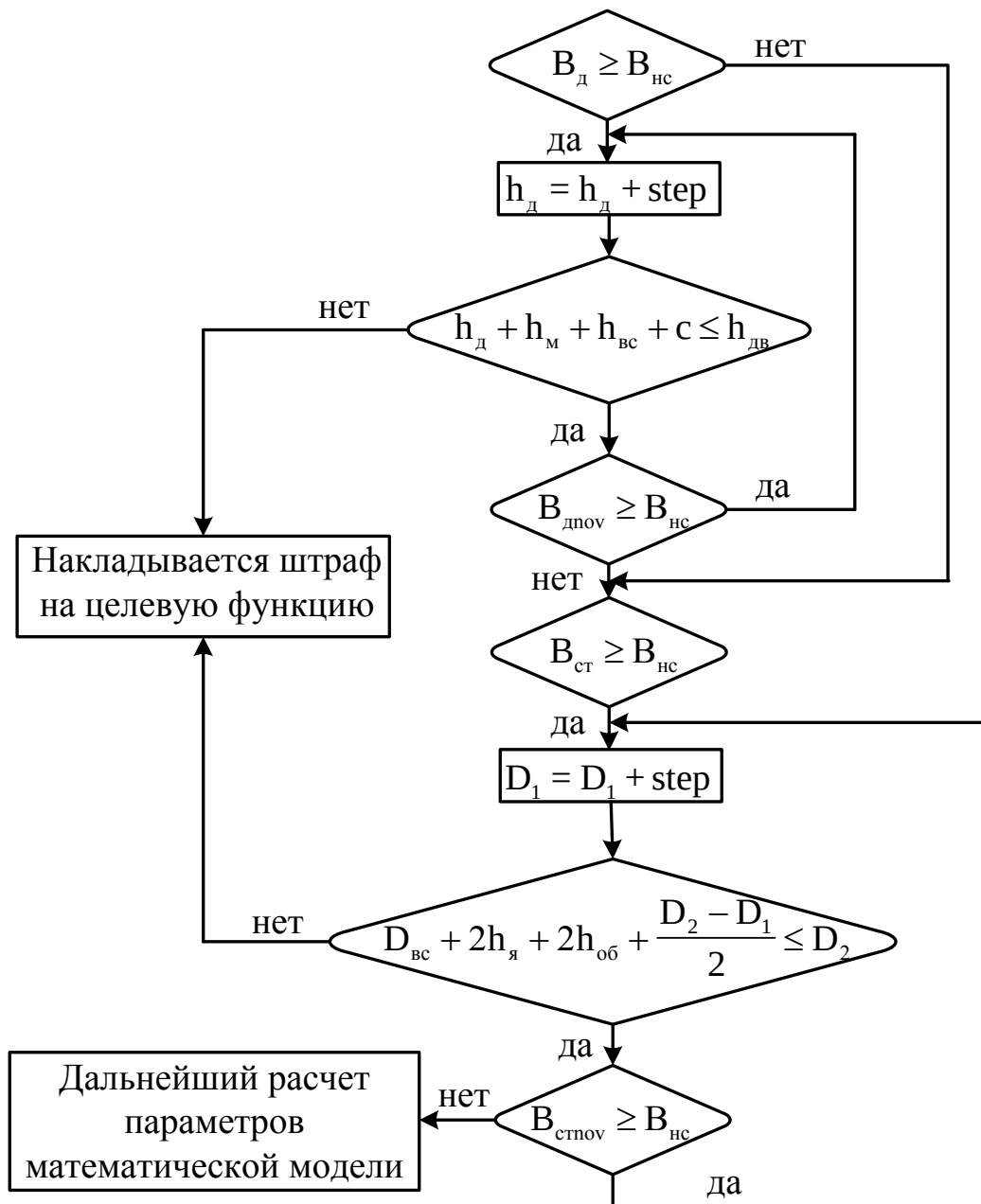


Рисунок 2.4. Алгоритм выполнения граничных условий для магнитной цепи

#### 2.2.4. Расчет силы тяги электромагнитной системы

На основе геометрических параметров обмотки и допустимого уровня нагрева значение силы тяги электромагнитной системы можно определить согласно выражению:

$$F_T = j \cdot L_\delta \cdot h_a \cdot k_M \cdot B_\delta \cdot L_{cp} \cdot \alpha, \quad (2.18)$$

где  $j$  – значение допустимой плотности тока,  $k_M$  – коэффициент заполнения медью. Значение допустимой плотности тока может быть задано в соответствии с режимом работы ЭКВ на номинальную нагрузку и рассчиты-



ваться согласно выражению  $j_H = F_c / k\Phi \cdot q$ , где  $k\Phi$  – конструктивный коэффициент, определяемый отношением  $F_T / I_{я}$ .

### 2.2.5. Оценка быстродействия

Для описания динамических свойств электромагнитной системы можно использовать упрощенную модель двигателя постоянного тока независимого возбуждения, предполагая, что поток в воздушном зазоре постоянный. Отличие состоит в том, что силы электромагнитного взаимодействия тока якоря с полем постоянного магнита создают тяговое электромагнитное усилие  $F_T$  в плоскости якоря, которое приводит к поступательному перемещению. Тогда согласно классическому методу анализа переходных процессов [28], выражение для переходного тока примет вид:

$$i_{я}(t) = \frac{U \cdot k\Phi + F_c \cdot p_1 \cdot L_{я}}{L_{я} \cdot k\Phi \cdot (p_2 - p_1)} \cdot (e^{p_2 t} - e^{p_1 t}) - \frac{F_c}{k\Phi} e^{p_1 t} + \frac{F_c}{k\Phi}, \quad (2.18)$$

где  $p_{1,2}$  – корни характеристического уравнения  $T_M T_{я} p + T_M p + 1 = 0$ , которые определяют вид переходного процесса.  $T_M = m_{я} R_{я} / (k\Phi)^2$  и  $T_{я} = L_{я} / R_{я}$  – электромагнитная и электромеханическая постоянные времени ЭКВ соответственно. Следовательно, в качестве целевой функции, нахождение минимума которой соответствует достижению максимального быстродействия устройства, целесообразно использовать наименьший по модулю корень характеристического уравнения:

$$p_z = \frac{5}{\left| \frac{-T_M + \sqrt{T_M^2 - 4T_M T_{я}}}{2T_M T_{я}} \right|} \rightarrow \min. \quad (2.19)$$

## 2. 3. Решение задачи оптимизации

Выбор того или иного метода оптимизации в значительной степени определяется постановкой оптимальной задачи, а также используемой математической моделью объекта оптимизации. Как правило, нельзя рекомендовать какой-либо один метод, который можно использовать для решения всех без исключения задач, возникающих на практике. Классификацию задач оптими-

зации по многом определяет вид целевой функции, поэтому на первом этапе целесообразно определить принципиальный характер влияния параметров обмотки и постоянного магнита на величину времени переходного процесса (рис. 2.5 и рис. 2.6).

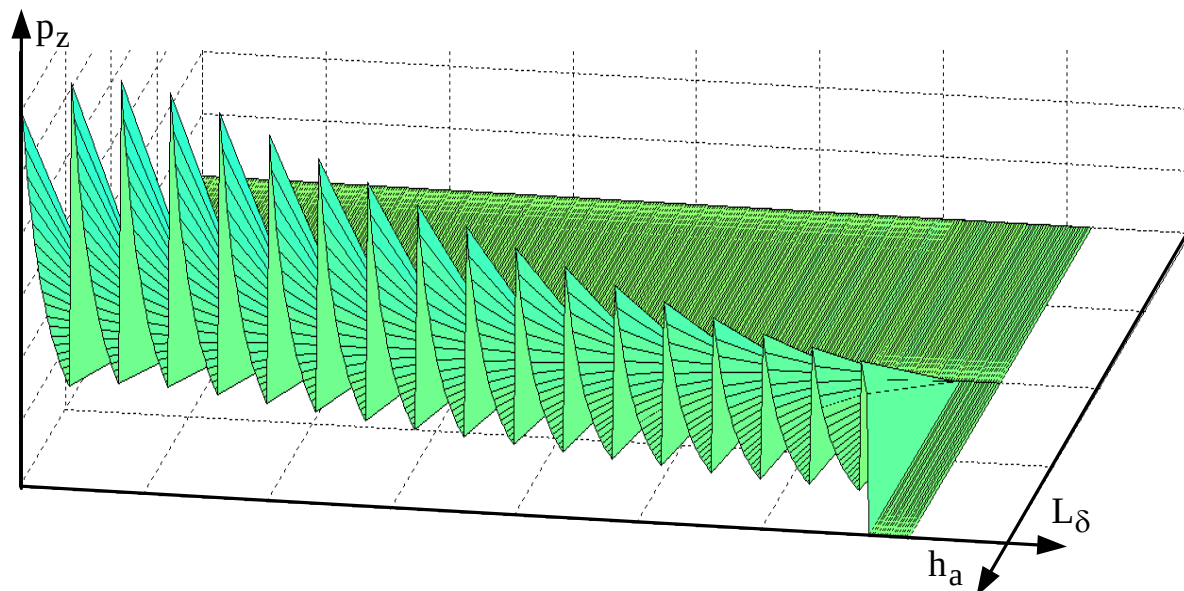


Рис. 2.5. Характер влияния параметров обмотки на вид целевой функции

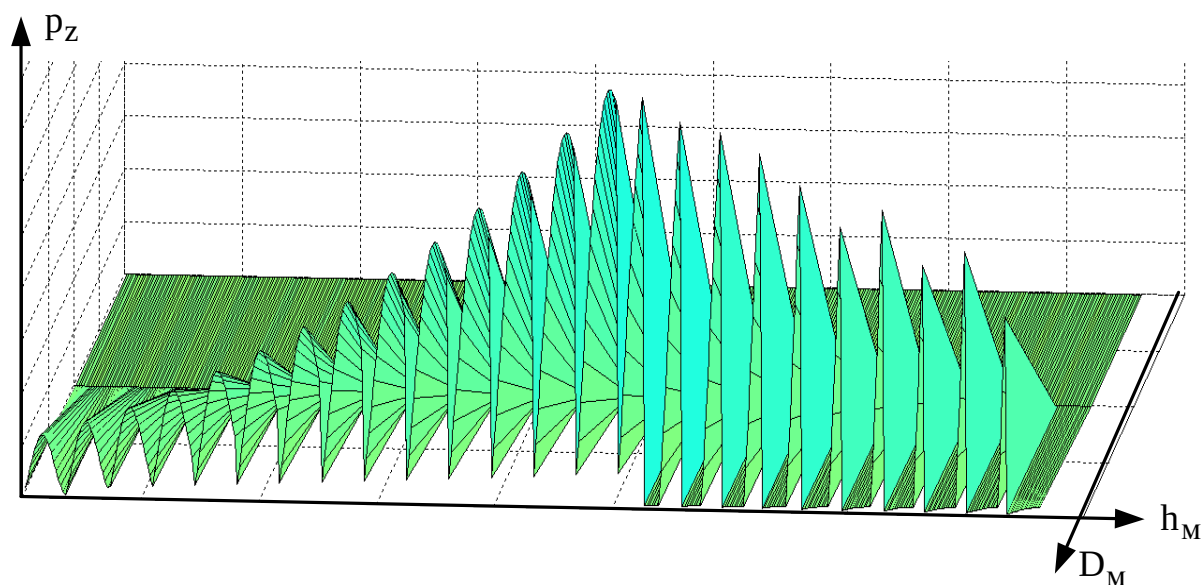


Рис. 2.6. Характер влияния параметров постоянного магнита на вид целевой функции

Очевидный мультимодальный вид целевой функции, который объясняется наличием ограничения по допустимой плотности тока, позволяет ориентироваться преимущественно на стохастические методы глобальной оптими-

зации, которые оценивают значение функции цели в случайных точках допустимого множества с последующей обработкой выборки. К данной группе относится метод Монте-Карло, мултистарта, методы группировок, метод имитации отжига, подробно описанные в [78, 90, 59, 60, 63] и др. В настоящее время в силу развития вычислительной техники наибольшее распространение приобрел генетический алгоритм (ГА) [2, 20, 72], который также относится к классу стохастических методов и подразумевает кодирование требуемых параметров математической модели с помощью цепочек конечной длины (хромосом) с последующей организацией эволюционирующей во времени популяции. Относительно решаемой задачи оптимизации следует выделить такие преимущества ГА как отсутствие ограничений на свойства целевой функции, относительная стойкость к попаданию в локальные оптимумы, простота реализации.

Для решения сформулированной ранее задачи оптимизации набор независимых переменных можно представить в виде хромосомы:  $s = [D_M | h_M | h_a | L_\delta]$ . Далее из некоторого числа хромосом формируется начальная популяция, которая используется для вычисления последующих популяций с использованием трех генетических операторов: отбора, кроссинговера и мутации. Общая структура работы генетического алгоритма [13, 15] принимает вид рис. 2.7.

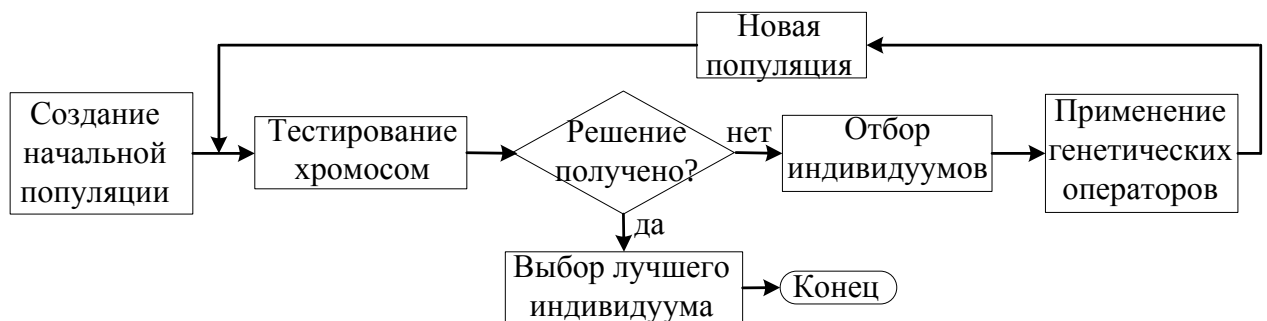


Рис. 2.7. Общая схема поиска оптимального решения с помощью ГА

На этапе тестирования хромосом происходит их сортировка в соответствии со значением своей пригодности, представляющей собой количественный признак, в качестве которого может использоваться либо непосред-

венное значение целевой функции, соответствующее данной хромосоме, либо некоторая ее относительная величина. Для проверки решения на оптимальность (для останова алгоритма) могут применяться различные критерии, среди которых: явное доминирование одной хромосомы в популяции, достижение заданного количества поколений, неизменность значения целевой функции в течении нескольких следующих друг за другом поколений и др. [15].

На этапе отбора индивидуумов (селекции) происходит выбор хромосом для создания промежуточной популяции. Оператор кроссинговера (скрещивания) применяется по отношению к паре хромосом из общего количества, прошедших отбор для получения одной или двух новых хромосом-потомков. Оператор мутации с заданной вероятностью изменяет некоторое количество генов в популяции потомков для того, чтобы сообщить им новые признаки, которые могли отсутствовать в популяции родителей.

Для решения поставленной задачи оптимизации использовался метод турнирной селекции [74], которая предполагает, что все особи популяции разбиваются на подгруппы с последующим выбором в каждой из них особи с наилучшей приспособленностью. Схема, иллюстрирующая данный метод, представлена на рис. 2.8.

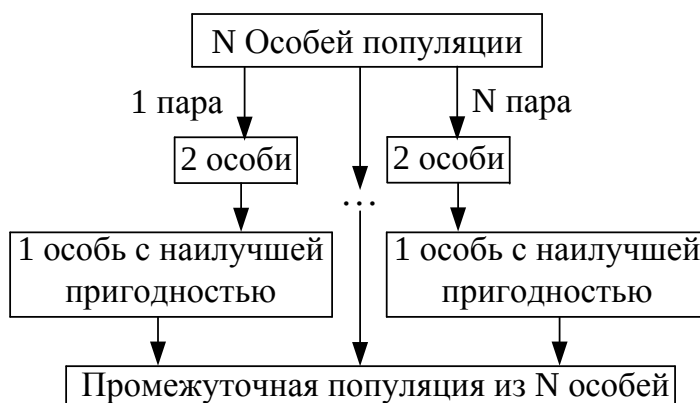


Рис.2.8. Механизм работы турнирной селекции

В качестве оператора скрещивания применен промежуточный кроссовер, при котором потомки приобретают признаки как среднее взвешенное признаков родителей и вычисляется по формуле:  $P = X + \text{rand} * \text{Ratio} * (Y - X)$ , где

X, Y - хромосомы родителей, P - хромосома потомка, rand - случайное число в диапазоне от 0 до 1, Ratio - задаваемый коэффициент, используемый при промежуточном скрещивании [103].

В качестве операции для улучшения особей использована адаптивная мутация [106], которая предполагает изменение значения вероятности мутации в зависимости от текущих показателей популяции. Повышением коэффициента можно увеличить исследовательскую составляющую оптимизации во избежание попадания в локальный оптимум, в то время как понижение коэффициента способствует увеличению использования найденных решений.

Как правило, в результате применения генетических операторов количество потомков, из которого формируется новая популяция, совпадает с количеством родителей. При такой схеме развития может возникнуть популяция, в которой признаки всех потомков могут оказаться хуже родительских. Во избежание подобной ситуации в рассматриваемом случае выделяется элита популяции (порядка 10%), которая попадает в новую популяцию без изменения, выделяются наихудшие хромосомы (также 10%), которые замещаются хромосомами, сгенерированными случайным образом [36].

Результаты решения поставленной задачи оптимизации конструкции ЭКВ с использованием ГА, реализованного с помощью Optimization Toolbox программного пакета Matlab [13], для нескольких вариантов варьирования независимых переменных приведены в табл. 2.1.

В качестве общей закономерности можно заключить, что конструкцию ЭКВ можно считать оптимальной с точки зрения быстродействия, когда диаметр постоянного магнита принимает некоторое максимально допустимое значение, в то время как остальные значения независимых переменных выбираются так, чтобы плотность тока не превышала заданной величины.

С точки зрения проверки адекватности разработанной математической модели в графе " $F_{T\_повер}, H$ " таблицы 2.1 для рассчитанных конструкций указано значение силы тяги ЭКВ, как величины, наиболее полно характери-

зующей совокупность электромагнитных расчетов, полученной в ходе решения полевой задачи в программном пакете Ansoft Maxwell [98].

Таблица 2.1

Результаты решения задачи оптимизации конструкции ЭКВ с использованием ГА

| № |                      | $D_m, \text{мм}$ | $h_m, \text{мм}$ | $h_a, \text{мм}$ | $L_\delta, \text{мм}$ | $F_T_{\text{расч}}, \text{Н}$ | $F_T_{\text{повер}}, \text{Н}$ |
|---|----------------------|------------------|------------------|------------------|-----------------------|-------------------------------|--------------------------------|
| 1 | Диапазон изменения   | 10...15          | 4...10           | 4...7,5          | 10...18               | 8,84                          | 9,22                           |
|   | Оптимальное значение | 15               | 8,4              | 5,6              | 11,2                  |                               |                                |
| 2 | Диапазон изменения   | 10...15          | 6...12           | 4...7,5          | 12...23               | 8,58                          | 8,74                           |
|   | Оптимальное значение | 15               | 8,2              | 6,2              | 13,6                  |                               |                                |
| 3 | Диапазон изменения   | 14...20          | 6...12           | 7,5...10         | 20...28               | 19,5                          | 19,66                          |
|   | Оптимальное значение | 20               | 10               | 8,13             | 21,23                 |                               |                                |

Maxwell — это ведущее программное обеспечение для моделирования электромагнитных полей, используемое для проектирования и исследования двумерных и трехмерных моделей, типа двигателей, датчиков, трансформаторов и других электрических и электромеханических устройств различного применения. Maxwell базируется на методе конечных элементов и точно рассчитывает статические, гармонические электромагнитные и электрические поля, а также переходные процессы в полевых задачах. На рис. 2.9 представлена трехмерная модель ЭКВ (а) и результат построения конечно-элементной сетки в объеме устройства (б).

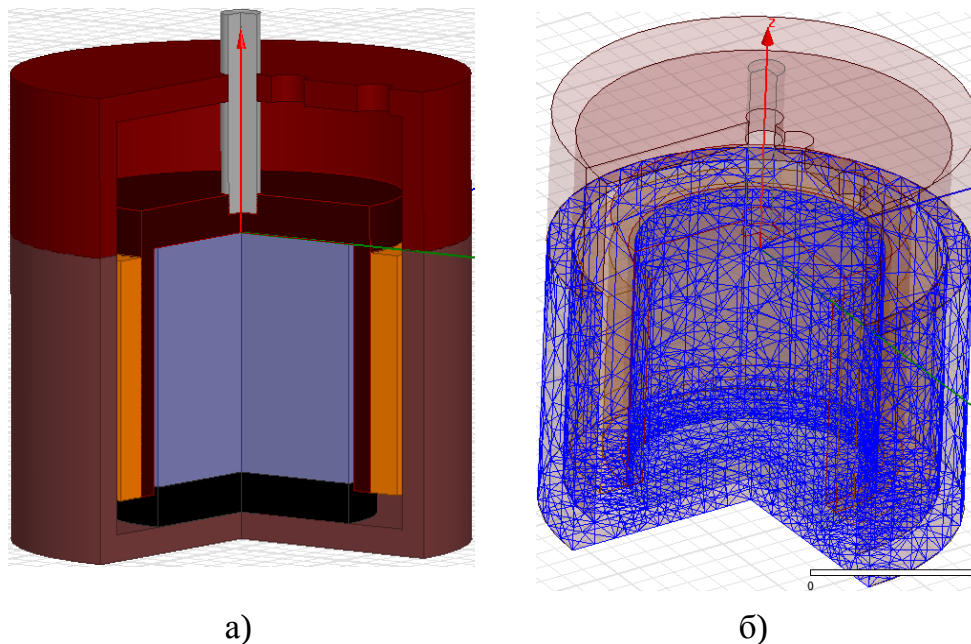


Рис. 2.9. Трехмерная модель ЭКВ (а) и расчетная модель ЭКВ (б)

Решение задачи методом конечных элементов разбивается на следующие этапы [73]:

1. Дискретизация области: построение сетки, задание свойств (материала) элементов. Область, на которой решается задача, аппроксимируется непересекающимися подобластями простого типа - конечными элементами.

2. Выбор аппроксимирующих (базисных) функций. Чаще всего базисные функции выбираются в виде полиномов, которые могут иметь различный порядок: линейный, квадратичный, кубический и т.д.

3. Формирование системы линейных алгебраических уравнений с учетом вкладов от элементов и узлов, введение граничных условий в систему уравнений.

4. Решение системы уравнений.

5. Определение расчетных величин в элементах. В результате интегрирования по элементам определяются интегральные характеристики всего устройства (усилия, потоки и др.).

Так, анализ результатов, приведенных в табл. 2.1, показывает, что погрешность в вычислениях представленной математической модели относительно решения полевой задачи в Maxwell составляет не более 4,1 %.

Корректность вывода относительно оптимальных параметров элементов может быть также проверена численным методом при решении полевой задачи, путем оценки влияния независимых переменных на быстродействие ЭКВ и коэффициент использования устройства [93]:

$$k_{\text{и}} = \frac{F_{\text{Т}}}{\sqrt{I_{\text{я}}^2 \cdot R_{\text{я}}}}. \quad (2.20)$$

На рис. 2.10 и рис. 2.11 представлены сравнительные зависимости  $k_{\text{и}}$  и  $t_{\text{пш}}$  от шага изменения параметров  $d$  для всех предустановленных изменений конфигурации.

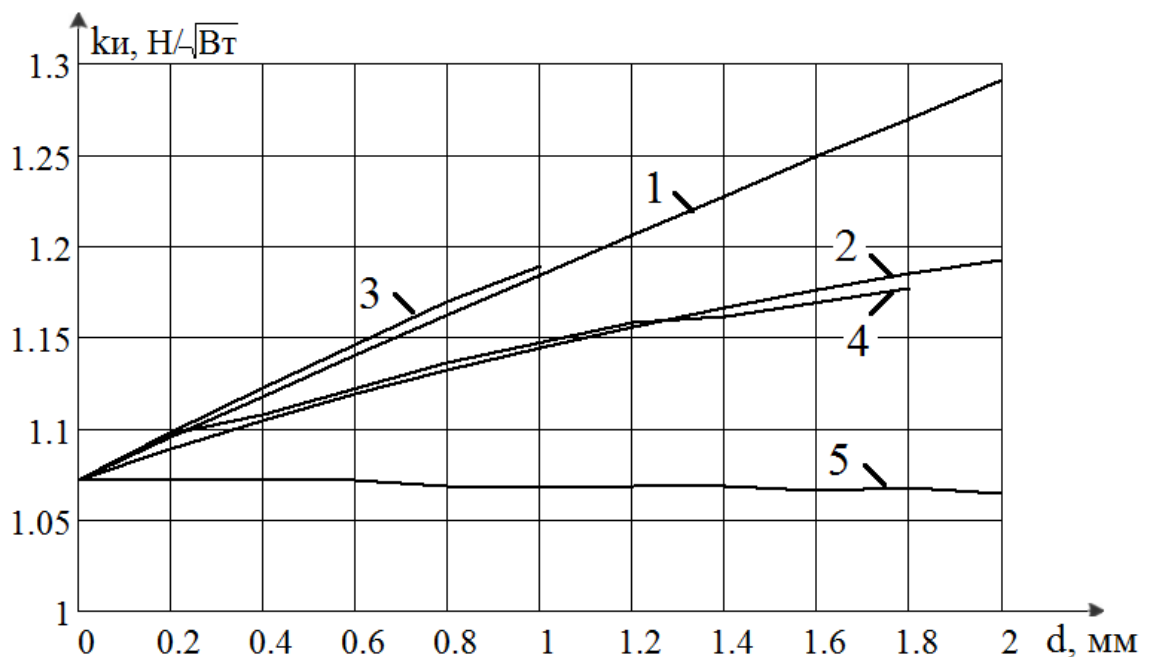


Рис. 2.10. График зависимости  $k_{\text{и}}(d)$  при изменении размеров элементов конструкции (при увеличении: 1 – диаметра магнита, 2 – высоты магнита, 3 – высоты обмотки с неизменным диаметром провода, 4 – высоты обмотки при одновременном увеличении диаметра провода, 5 – длины обмотки)

Анализ полученных результатов показывает, что в заданных ограниченных габаритах привода наиболее эффективным, с точки зрения коэффициента использования, является увеличение высоты обмотки с неизменным диаметром провода, однако, с точки зрения быстродействия, при таком изменении конфигурации наблюдается худший результат (48 мс).



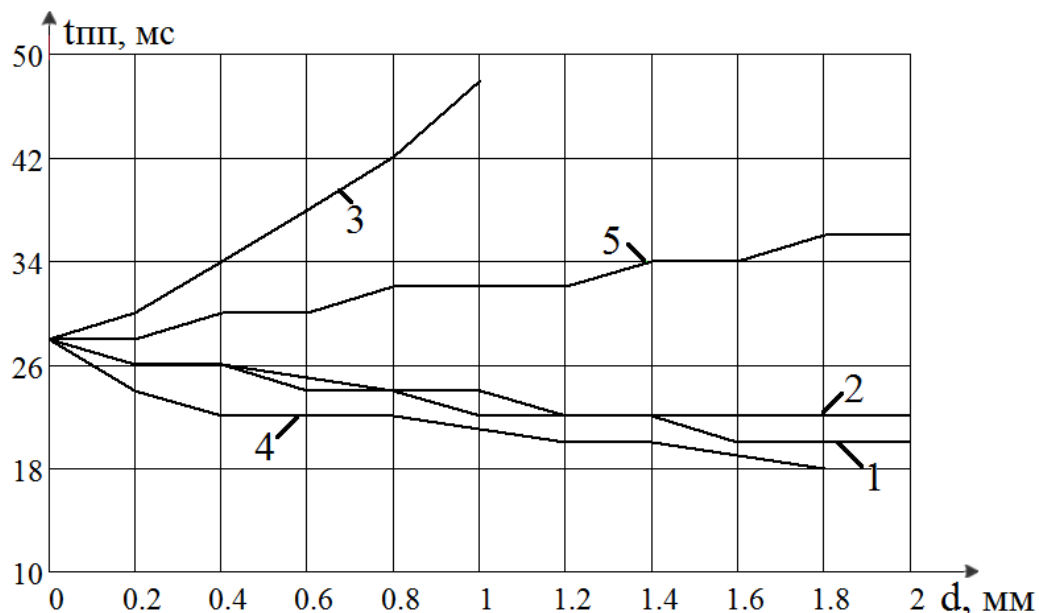


Рис. 2.11. График зависимости  $t_{III}(d)$  при изменении размеров элементов конструкции (при увеличении: 1 – диаметра магнита, 2 – высоты магнита, 3 – высоты обмотки с неизменным диаметром провода, 4 – высоты обмотки при одновременном увеличении диаметра провода, 5 – длины обмотки)

Худший результат по  $k_{II}$  отмечается в случае увеличения длины обмотки, при этом, увеличение длины обмотки практически не влияет на эффективность использования машины. Самое высокое быстродействие достигается при увеличении высоты обмотки с одновременным увеличением диаметра провода (18 мс).

В качестве оптимального изменения конфигурации следует считать увеличение диаметра магнита, поскольку в этом случае происходит значительное увеличение коэффициента использования и относительно высокое быстродействие (20 мс). Оставшиеся независимые переменные на основе проведенного анализа можно расположить в следующей последовательности согласно убыванию степени их положительного влияния на характеристики привода: высота магнита, высота и длина обмотки. Таким образом, процедура оптимизации должна стремиться увеличить диаметр постоянного магнита до максимально допустимых значений, длина обмотки будет стремиться к минимуму ввиду того, что она оказывает слабое влияние на производительность машины, а высота обмотки и высота магнита при этом займет некоторое промежуточное положение, что полностью подтверждает результаты, полученные в табл. 2.1.

## **2. 4. Выводы по главе**

1. Разработана математическая модель ЭКВ, которая представляет собой совокупность формул электромагнитного расчета и позволяет провести оценку быстродействия устройства.

2. Сформулирована и решена задача оптимизации конструкции ЭКВ с точки зрения достижения минимального времени переходного процесса при использовании генетического алгоритма, который относится к классу стохастических методов оптимизации, для решения поставленной задачи. Корректность разработанной математической модели и адекватность результатов оптимизации подтверждены при выполнении проверочный расчета методом решения полевой задачи в трехмерном объеме ЭКВ.

3. Результаты проведенной оптимизации позволяют заключить, что для достижения максимального быстродействия устройства диаметр постоянного магнита следует увеличивать до максимально допустимых значений, длину обмоточного слоя устремить к минимуму ввиду того, что она оказывает слабое влияние на производительность машины, при этом высоту обмотки и высоту магнита установить в некотором промежуточном значении с тем, чтобы плотность тока не превышала заданной величины.

### **3. АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РЕАЛИЗАЦИИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО ПОЛОЖЕНИЮ ЭКВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ**

#### **3.1. Обзор существующих датчиков положения**

Исходя из основного функционального назначения ЭКВ, которое, в частности, предполагает высокую точность регулирования инспираторного потока, появляется задача реализации обратной связи по положению клапана. В настоящее время разработано большое количество датчиков положения, основу работы которых составляют разнообразные физические принципы. Так, по принципу действия различают датчики: емкостные, оптические, индуктивные, вихретоковые, ультразвуковые, магниторезистивные, потенциометрические, на основе эффекта Холла [16, 95].

Принцип действия емкостных датчиков [86] основан на зависимости электрической емкости конденсатора от размеров, взаимного расположения его обкладок и от диэлектрической проницаемости среды между ними. Такой датчик положения отличается сложностью электронного оборудования, большими габаритами чувствительных элементов и низкой чувствительностью.

Оптический бесконтактный датчик регистрирует изменение светового потока в контролируемой области, связанное с изменением положения в пространстве каких-либо движущихся частей механизмов и машин, отсутствия или присутствия объектов. Такой датчик состоит из двух функциональных узлов, приемника и излучателя, которые могут быть выполнены как в одном корпусе, так и в различных корпусах [24, 57]. Оптические датчики положения обладают высокой чувствительностью, достаточно просты в реализации, но требуют защиты от паразитной засветки.

Принцип действия индуктивного датчика [95] основан на изменении индуктивности обмотки на магнитопроводе в зависимости от положения отдельных элементов магнитопровода (якоря, сердечника и др.). В таких датчиках линейное или угловое перемещение преобразуется в изменение

индуктивности датчика. Однако, несмотря на то, что у такого датчика нет механического износа, отсутствуют отказы, связанные с состоянием контактов, отсутствуют ложные срабатывания и высокая частота переключений, несомненными недостатками являются сравнительно малая чувствительность, значительное обратное воздействие датчика на измеряемую величину.

Вихретоковые датчики [77] содержат генератор магнитного поля и регистратор, с помощью которого определяется величина индукции вторичных магнитных полей. Вблизи интересующего объекта генератор создаёт магнитное поле, которое, пронизывая материал объекта, порождает в его объёме вихревые токи, которые, в свою очередь, создают вторичное магнитное поле. Параметры вторичного поля определяются регистратором, и на их основании вычисляется расстояние до объекта, так как чем объект ближе, тем больший магнитный поток будет пронизывать его объём, что усилит вихревые токи и индукцию вторичного магнитного поля. Несмотря на высокую точность измерения, в контексте решаемой задачи такой датчик имеет недопустимо высокие массогабаритные показатели.

В ультразвуковых датчиках [76] реализован принцип радара – фиксируются отраженные от объекта ультразвуковые волны, поэтому структурная схема обычно представлена источником ультразвуковых волн и регистратором, которые заключены в компактный корпус. Определение временной задержки между моментами отправки и приёма ультразвукового импульса позволяет измерять расстояние до объекта с точностью, достигающей до десятых долей миллиметра. Диапазон срабатывания датчиков очень широк: от 100 мм до 6 м [82], однако недопустим в рамках настоящего исследования.

В магниторезистивных датчиках перемещения используется зависимость электрического сопротивления магниторезистивных пластинок от направления и величины индукции внешнего магнитного поля. Датчик, как правило, состоит из постоянного магнита и электрической схемы, содержащей включённые по мостовой схеме магниторезистивные пластинки и ис-

точник постоянного напряжения. Интересующий объект, состоящий из ферромагнитного материала, перемещаясь в магнитном поле, изменяет его конфигурацию, вследствие чего изменяется сопротивление пластинок, и мостовая схема регистрирует рассогласование, по величине которого можно судить о положении объекта.

Потенциометрический датчик в своей основе имеет электрический контур, содержащий потенциометр. Линейное перемещение объекта приводит к изменению сопротивления потенциометра (переменного резистора). Такие датчики получили наиболее широкое распространение в силу своей простоты и низкой стоимости, однако для универсальных, прецизионных и бесконтактных измерений мало применимы.

Датчик Холла [7] обладает высокой чувствительностью и быстродействием. Считывающий элемент в датчиках Холла представляет собой полупроводниковое устройство, в котором вырабатывается напряжение из-за отклонения электронов в присутствии магнитного поля токнесущего проводника. Преобразователь имеет магнитный сердечник, в котором концентрируется магнитное поле, преобразуемое считывающим элементом в пропорциональное полю напряжение.

Очевидно, что выбор датчика должен основываться, прежде всего, на требованиях, предъявляемых к разрабатываемому устройству, таких как точность, условия применения, габаритные размеры, стоимость и другие. В главе 1 отмечалось, что с точки зрения аспектов гигиены, ЭКВ должен подвергаться дезинфекции, и, следовательно, во избежание повреждения, расположение датчика возможно только внутри корпуса клапана. В таком случае приоритетным критерием являются массогабаритные показатели, и среди перечисленных типов датчиков наиболее полно данному требованию отвечают датчик Холла и оптический датчик, которые в настоящем исследовании рассматриваются относительно возможности их применения для реализации обратной связи по положению ЭКВ.

### **3. 2. Исследование влияния конфигурации сигнального элемента датчика Холла на точность позиционирования ЭКВ**

На уровне программной реализации измерения перемещения посредством датчика Холла требуется знание его выходной характеристики, которая может быть получена опытным путем. Эта характеристика представляет собой зависимость  $U_{\text{дх}}(x_{\text{п}})$  выходного напряжения датчика, которое может быть обработано АЦП микроконтроллера, от расстояния до сигнального элемента, в качестве которого может быть использован постоянный магнит. В большинстве случаев характеристика носит нелинейный характер и вывод ее аналитической зависимости практически не представляется возможным. В таком случае, конечно, целесообразно прибегнуть к процедуре аппроксимации, что в свою очередь также приводит к определенным трудностям. Если проводить достаточно точную аппроксимацию путем разбиения характеристики на множество участков, это ведет к значительному усложнению алгоритма программы и увеличению времени вычисления. С другой стороны, в случае приближенной аппроксимации существенно снижается точность вычислений. Выходом из данной ситуации может послужить только наличие линейной выходной зависимости, на вид которой в большей степени оказывают влияние форма, размеры и материал магнита. На рис. 3.1 представлено сечение трехмерной модели ЭКВ, где датчик Холла крепится на неподвижной части устройства (крышке корпуса) для измерения расстояния до подвижного якоря с обмоткой, на котором установлен сигнальный элемент датчика (постоянный магнит).

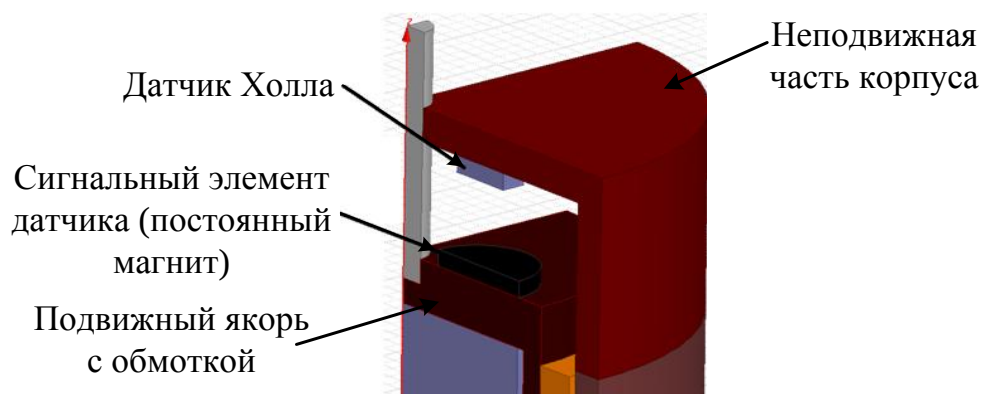


Рис. 3.1. Фрагмент трехмерной модели ЭКВ с установленным датчиком Холла

Как известно, на распределение магнитного поля оказывают влияние форма, размеры и материал магнита. Предварительный анализ показывает, что использование магнитов с низкими магнитными параметрами существенно уменьшает диапазон выходного напряжения датчика, что негативно сказывается на точности позиционирования. Однако с другой стороны, при проектировании следует учитывать заявленную величину рабочего диапазона датчика и подбирать материал сигнального элемента так, чтобы датчик не входил в зону насыщения. Согласно приведенным условиям для исследования выбран магнит NdFeB марки N35H, который также имеет относительно невысокую стоимость и в данном случае не требуется большая температурная устойчивость, что позволяет отказаться от магнитов ALNICO и от дорогих редкоземельных магнитов SmCo [3].

Исследование влияния формы магнита на вид выходной характеристики датчика [50] целесообразно проводить относительно двух плоскостей: перпендикулярной и параллельной линиям магнитной индукции чувствительного элемента, при аксиальной намагниченности.

Рассматривались следующие типовые математические фигуры: правильный треугольник, квадрат, круг, эллипс. Для комплексной оценки важно также рассмотреть характер влияния величины площади каждого вида сечения на вид зависимости магнитной индукции, поступающей на сигнальный элемент датчика Холла, от перемещения якоря  $B_{дх}(x_{п})$ . Так, на соответствующих графиках 3.2 – 3.5 представлено семейство характеристик для каж-

дого вида сечения при различных значениях его площади. Следует отметить, что исследование магнитов различной конфигурации проводилось при помощи программного пакета Maxwell ввиду большого объема вычислений и с целью повышения точности расчетов.

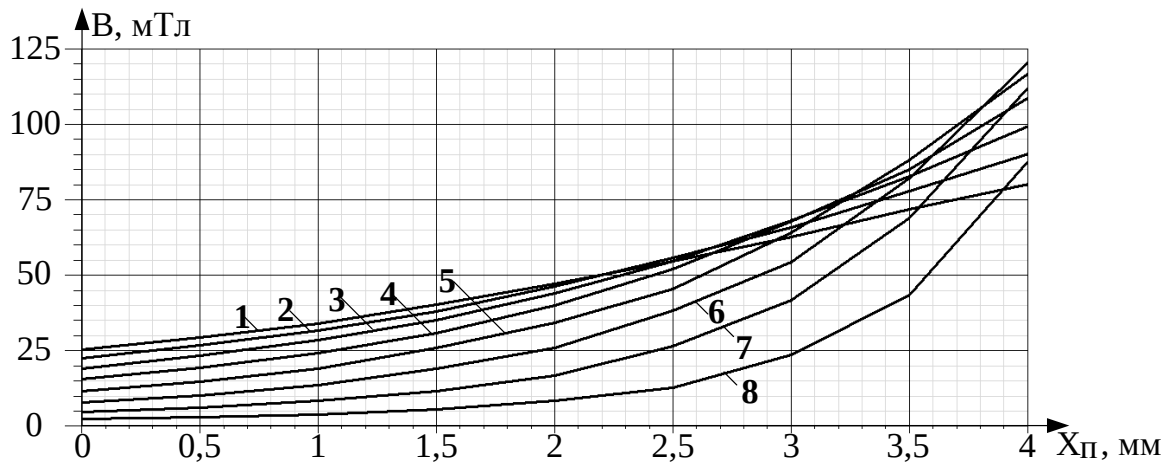


Рис.3.2. Семейство характеристик  $B_{ДХ}(x_П)$  для сечения магнита круглой формы различной площади  $S_{сеч}$ : 1 –  $S_{сеч} = 63,585 \text{ мм}^2$ , 2 –  $S_{сеч} = 50,24 \text{ мм}^2$ , 3 –  $S_{сеч} = 38,465 \text{ мм}^2$ , 4 –  $S_{сеч} = 28,26 \text{ мм}^2$ , 5 –  $S_{сеч} = 19,625 \text{ мм}^2$ , 6 –  $S_{сеч} = 12,56 \text{ мм}^2$ , 7 –  $S_{сеч} = 7,065 \text{ мм}^2$ , 8 –  $S_{сеч} = 3,14 \text{ мм}^2$

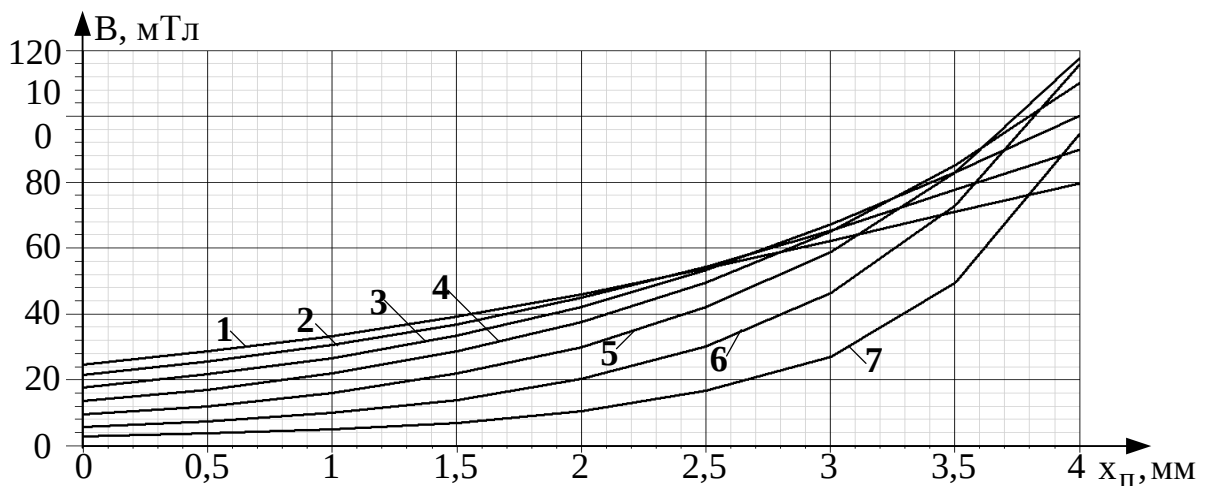


Рис. 3.3. Семейство характеристик  $B_{ДХ}(x_П)$  для сечения магнита квадратной формы различной площади  $S_{сеч}$ : 1 –  $S_{сеч} = 64 \text{ мм}^2$ , 2 –  $S_{сеч} = 49 \text{ мм}^2$ , 3 –  $S_{сеч} = 36 \text{ мм}^2$ , 4 –  $S_{сеч} = 25 \text{ мм}^2$ , 5 –  $S_{сеч} = 16 \text{ мм}^2$ , 6 –  $S_{сеч} = 9 \text{ мм}^2$ , 7 –  $S_{сеч} = 4 \text{ мм}^2$



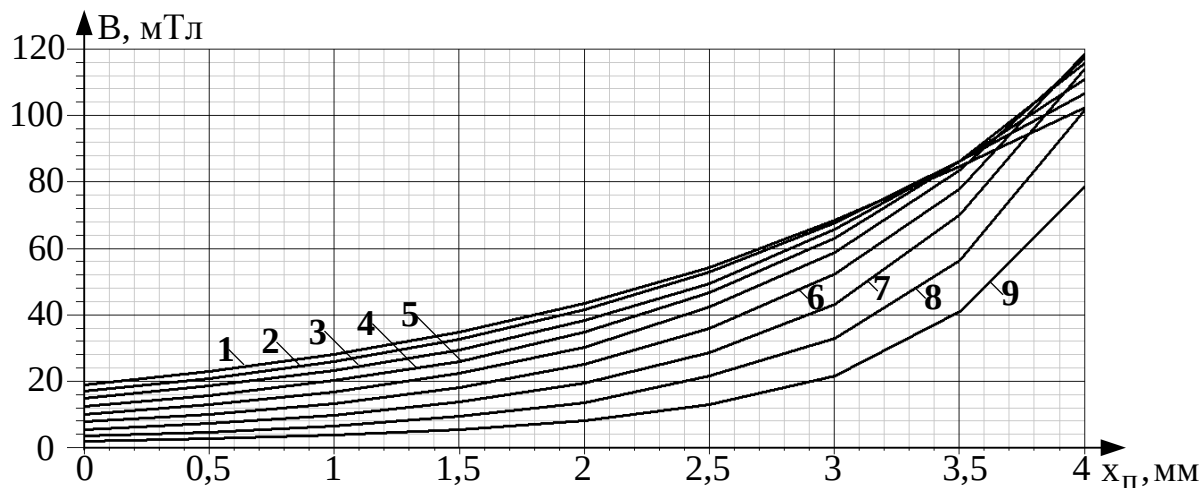


Рис. 3.4. Семейство характеристик  $B_{дх}(x_{П})$  для сечения магнита треугольной формы различной площади  $S_{сеч}$  : 1 –  $S_{сеч} = 39,294 \text{ мм}^2$ , 2 –  $S_{сеч} = 32,474 \text{ мм}^2$ , 3 –  $S_{сеч} = 26,305 \text{ мм}^2$ , 4 –  $S_{сеч} = 20,783 \text{ мм}^2$ , 5 –  $S_{сеч} = 15,913 \text{ мм}^2$ , 6 –  $S_{сеч} = 11,691 \text{ мм}^2$ , 7 –  $S_{сеч} = 8,119 \text{ мм}^2$ , 8 –  $S_{сеч} = 5,196 \text{ мм}^2$ , 9 –  $S_{сеч} = 2,923 \text{ мм}^2$

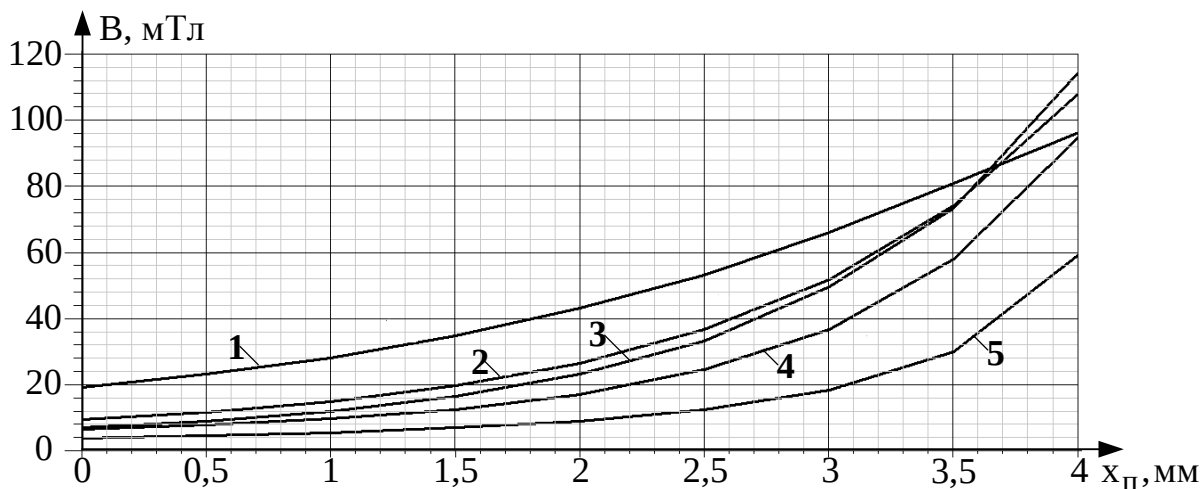


Рис. 3.5. Семейство характеристик  $B_{дх}(x_{П})$  для сечения магнита эллиптической формы различной площади  $S_{сеч}$  : 1 –  $S_{сеч} = 42,39 \text{ мм}^2$ , 2 –  $S_{сеч} = 18,84 \text{ мм}^2$ , 3 –  $S_{сеч} = 12,56 \text{ мм}^2$ , 4 –  $S_{сеч} = 10,99 \text{ мм}^2$ , 5 –  $S_{сеч} = 6,28 \text{ мм}^2$

Следует заметить, что поскольку в роли основной задачи выступает качественная оценка влияния конфигурации чувствительного элемента на вид выходной характеристики датчика, то отображение результатов в виде зависимости магнитной индукции, поступающей на сигнальный элемент датчика Холла, от перемещения якоря  $B_{дх}(x_{П})$  будет полностью эквивалентно ха-

рактеристике  $U_{\text{дх}}(x_{\text{п}})$ . Это связано с тем, что заявленная в технической документации зависимость выходного напряжения датчика от величины внешнего магнитного поля является прямо пропорциональной.

Анализируя полученные зависимости можно заключить:

1. Для всех видов сечений при увеличении их площади характерно приближение вида выходной характеристики к линейной.

2. Увеличение площади любого из сечений приводит к уменьшению диапазона изменения магнитной индукции и, как следствие, выходного напряжения датчика Холла, что приводит к ухудшению точности позиционирования.

3. Наиболее приближенные к линейным зависимости  $B_{\text{дх}}(x_{\text{п}})$  наблюдаются в случае круглого сечения диаметром 9 мм (характеристика 1 на рис. 3.2) и квадратного сечения площадью  $64 \text{ мм}^2$  (характеристика 1 на рис. 3.3). Однако предпочтение следует отдать магниту цилиндрической формы, поскольку диапазон изменения магнитной индукции в таком случае существенно больше.

Важно также оценить характер влияния изменения высоты магнита на вид выходной характеристики датчика:

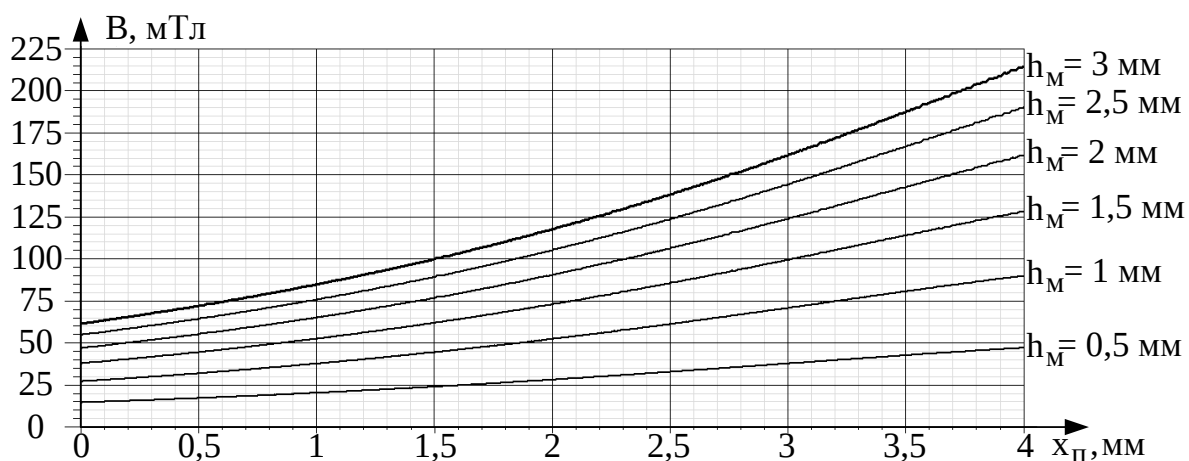


Рис. 3.6. Семейство характеристик  $B_{\text{дх}}(x_{\text{п}})$  для магнита цилиндрической формы различной высоты  $h_{\text{м}}$

Очевидно, что увеличение высоты магнита приводит к значительному увеличению диапазона выходного напряжения датчика (приблизительно увеличение высоты магнита на 0,5 мм увеличивает диапазон выходного напряжения на 15%) и, в то же время, к потере линейности выходной характеристики.

Исходя из проведенного анализа исследование влияния сечений магнита различного типа в плоскости параллельной линиям магнитной индукции следует проводить для чувствительного элемента цилиндрической формы. В данном случае в верхнем основании магнита выполнялись вырезы различной глубины  $h$  сферической, конической и параболической формы. Виды полученных сечений изображены на рисунке 3.7, на графиках 3.8 – 3.10 – семейство характеристик для магнита с вырезом параболической формы различной глубины  $h$  в верхнем основании магнита, которая варьируется условно от радиуса  $R$  вычитаемой из магнита сферы.

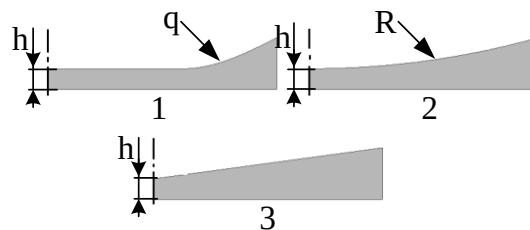


Рис. 3.7. Виды сечений магнита (сигнального элемента датчика) в плоскости параллельной линиям магнитной индукции: 1 – вырез параболической формы в верхнем основании магнита, 2 – вырез сферической формы, 3 – вырез конической формы

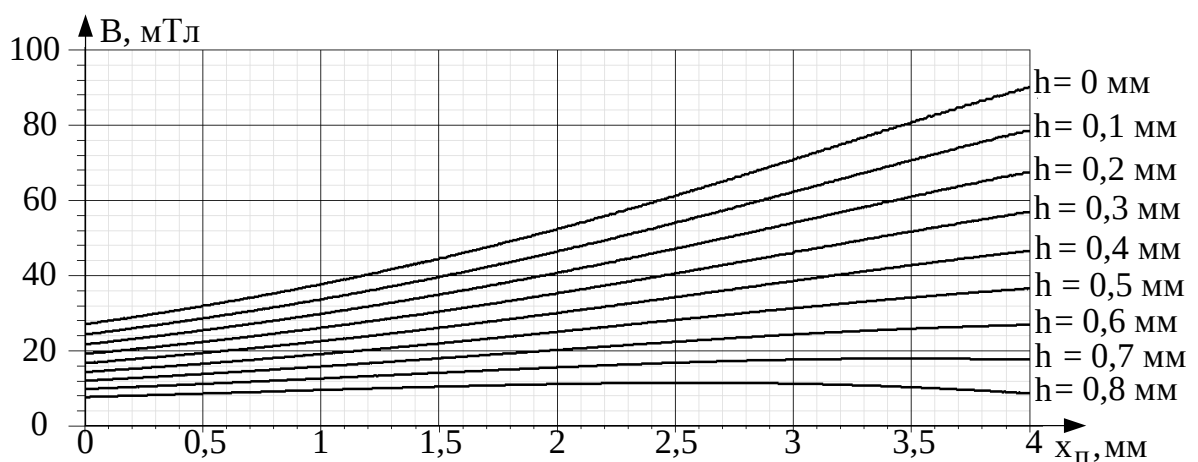


Рис. 3.8. Семейство характеристик  $B_{дх}(x_{п})$  для магнита с вырезом параболической формы различной глубины  $h$  в верхнем основании магнита

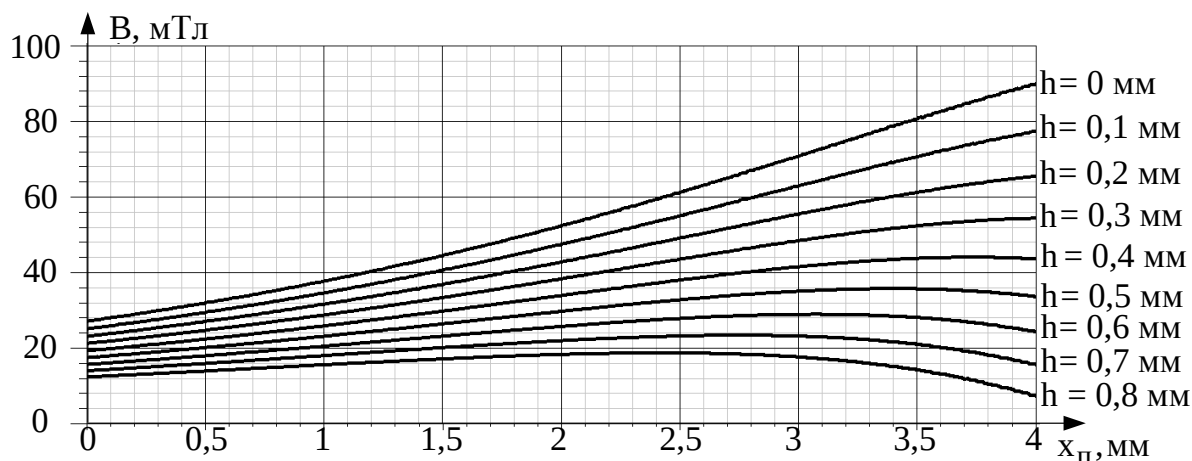


Рис. 3.9. Семейство характеристик  $B_{\text{дх}}(x_{\text{П}})$  для магнита с вырезом сферической формы различной глубины  $h$  в верхнем основании магнита

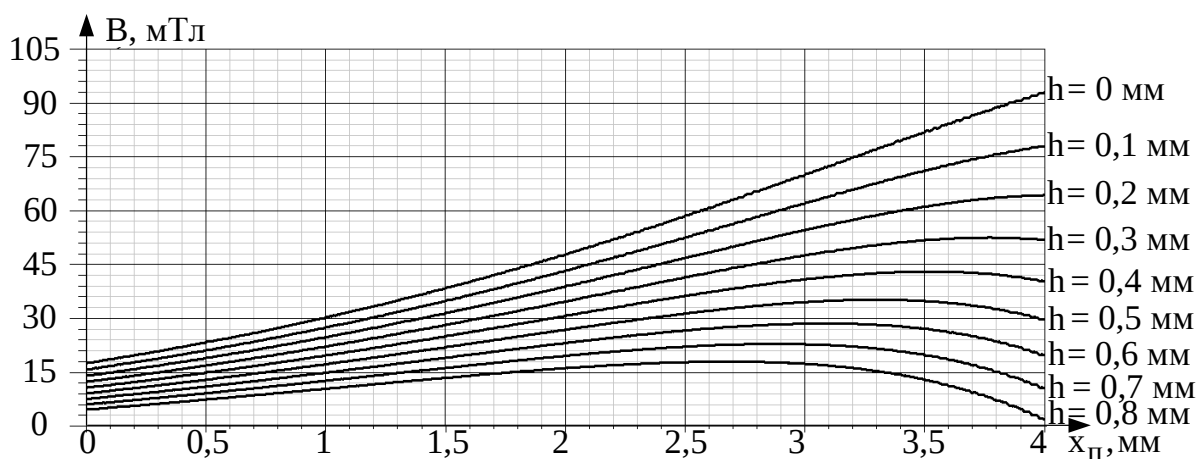


Рис. 3.10. Семейство характеристик  $B_{\text{дх}}(x_{\text{П}})$  для магнита с вырезом конической формы различной глубины  $h$  в верхнем основании магнита

Сравнение графиков 3.8 – 3.10 приводит к выводу о том, что наиболее линейной выходной характеристики можно добиться при выполнении выреза параболической формы глубиной 0,3 – 0,4 мм в верхнем основании магнита. При этом следует отметить, что чем более вырез является пологим, тем меньше должна быть его глубина для достижения линейности. Относительно линейную, с несколько большим уровнем погрешности, характеристику можно получить при исполнении сферического выреза глубиной 0,2 мм. Конический вырез, в свою очередь, не дает положительной динамики в контексте поставленной задачи.

Как отмечалось ранее, компактность датчика Холла позволяет использовать его в устройствах, на которые накладываются жесткие ограничения по

массогабаритным показателям. Однако, компактное расположение внутренних элементов устройства может приводить к тому, что на датчик будет оказывать воздействие электромагнитное поле, порождаемое другими конструктивными элементами, к которым относится обмотка. Изменение выходной характеристики датчика в зависимости от величины и полярности тока обмотки можно рассмотреть относительно магнита цилиндрической формы с параболическим вырезом глубиной 0,4 мм (рис. 3.11).

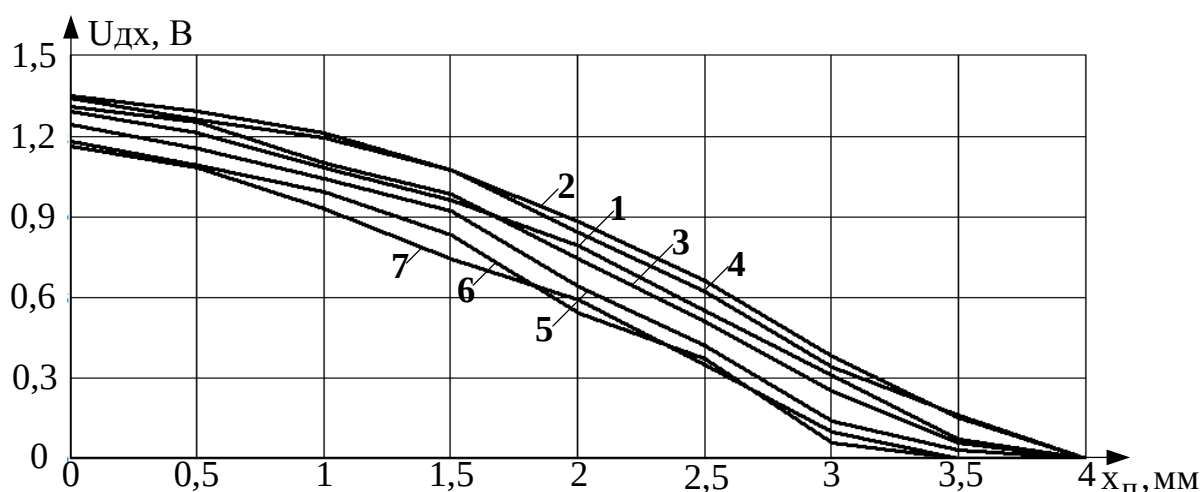


Рис. 3.11. Зависимость выходного напряжения датчика Холла от величины и полярности тока, протекающего вблизи расположенной обмотки: 1 –  $I = 0$  А, 2 –  $I = -0,5$  А, 3 –  $I = -0,6$  А, 4 –  $I = -0,8$  А, 5 –  $I = 0,1$  А, 6 –  $I = 0,6$  А, 7 –  $I = 0,8$  А

Согласно семейству характеристик рис. 3.11 можно заключить, что наличие электромагнитного поля, создаваемого обмоткой может либо усиливать магнитное поле сигнального элемента, либо ослаблять его. В любом случае наличие постороннего электромагнитного поля будет достаточно сильно искажать исходную характеристику датчика, поэтому систему датчик – сигнальный элемент целесообразно располагать как можно дальше от других электромагнитных полей.

В качестве совокупного результата проведенного исследования возможно выделить несколько закономерностей для повышения линейности выходной характеристики датчика Холла посредством изменения конфигурации чувствительного элемента:

1. В плоскости параллельной линиям магнитной индукции магнит цилиндрической формы при увеличении его диаметра наиболее полно приближает зависимость  $B_{дх}(x_{п})$  к линейной.

2. Однако увеличение площади сечения приводит к ухудшению точности позиционирования, что справедливо для любого типа сечения магнита.

3. Увеличение высоты магнита приводит к искажению линейности выходной характеристики датчика.

4. В плоскости перпендикулярной линиям магнитной индукции наиболее линейной выходной характеристики можно добиться при выполнении выреза параболической формы глубиной ориентировочно 1:3 относительно высоты магнита.

### **3. 3. Разработка математической модели оптического датчика для определения средств по повышению точности позиционирования ЭКВ**

В рамках решения задачи измерения положения подвижной части ЭКВ рациональным является установка оптического датчика диффузионного типа. На рис. 3.12 представлено сечение трехмерной модели клапана, где излучатель и приемник оптического датчика крепятся на неподвижной части устройства (крышке корпуса) для измерения расстояния до подвижного якоря с обмоткой.

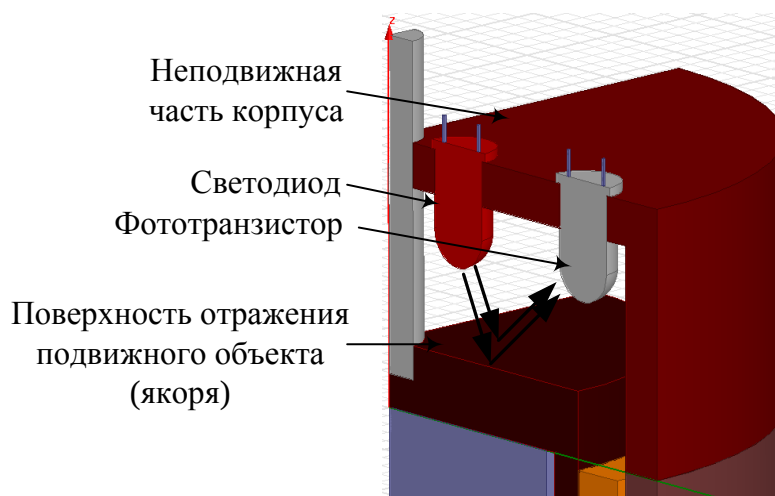


Рис. 3.12. Фрагмент трехмерной модели ЭКВ с установленным оптическим датчиком

В данном случае применение оптического датчика продиктовано компактным расположением внутренних элементов клапана ввиду ограничений

на габаритные размеры, что влечет за собой наличие электромагнитного поля, создаваемого обмоткой, практически во всем объеме устройства. Паспортные выходные характеристики диффузионных оптических датчиков как правило носят нелинейный характер с ярко выраженным максимумом, что приведет к достаточно объемным вычислительным затратам при попытке ее аналитического описания или, в случае аппроксимации, к потере точности позиционирования. Решение задачи достижения максимальной линейности выходной характеристики в требуемом диапазоне в таком случае заключается в определении оптимального взаимного расположения системы приемник-излучатель. В качестве исследуемых параметров, непосредственно влияющих на выходной результат, выступают межцентровое расстояние  $S$ , угол наклона излучателя  $\beta$  и угол наклона приемника  $\gamma$  (рис. 3.13).

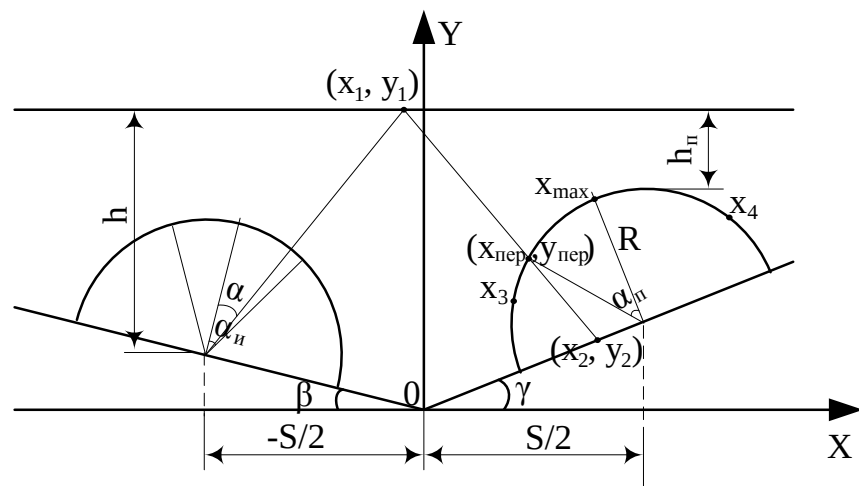


Рис. 3.13. Геометрическая модель системы излучатель-приемник

Построение выходной характеристики датчика основано на расчете значения интенсивности [81, 104] на выходе приемника  $L_j$  при каждом шаге перемещения  $h_{\pi}$ :

$$L_j = \sum_{i=1}^n L_{1i} \cdot L_{2i}, \quad (3.1.)$$

где  $L_{1i}$  – интенсивность  $i$ -го луча, испускаемого излучателем,  $L_{2i}$  – интенсивность  $i$ -го отраженного от объекта луча,  $n$  – количество лучей из пучка света излучателя. Величина  $L_{1i}$  зависит от угла излучения  $\alpha$ , а  $L_{2i}$  в

свою очередь определяется углом падения  $\alpha_{\Pi}$  на собирающую линзу приемника, при этом зависимости  $L_1(\alpha)$  и  $L_2(\alpha_{\Pi})$  как правило заранее известны из соответствующей документации к оптическим элементам.

Расчет угла  $\alpha_{\Pi}$  основывается на определении точки пересечения  $x_{\text{пер}}$  отраженного луча с поверхностью линзы фототранзистора, представляющую собой полусферу с некоторым радиусом  $R$ . Для составления уравнения отраженного луча координаты принадлежащих ему точек  $(x_1, y_1)$  и  $(x_2, y_2)$  можно представить в виде следующих соотношений:

$$\begin{aligned} x_1 &= h \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) - S/2; \\ y_1 &= h + S/2 \cdot \operatorname{tg}\gamma; \\ x_2 &= 2h \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) - S/2; \\ y_2 &= S/2 \cdot \operatorname{tg}\gamma. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Тогда уравнение прямой, описывающей отраженный луч, примет вид:

$$y = \frac{2h \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) + \operatorname{tg}\gamma \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) \cdot S/2 - S/2 - x}{\operatorname{tg}(\beta + \alpha)}. \quad (3.3)$$

Следует заметить, что решение задачи представлено в плоскости, проходящей через центр системы приемник-излучатель, поскольку приемник обладает наибольшей чувствительностью в окрестности центра, и, следовательно, лучи, отраженные в рассматриваемой плоскости в большей степени определяют общий вид выходной характеристики датчика в целом. Поэтому уравнение окружности, описывающей поверхность приемника, может быть представлено следующим образом:

$$\left(x - \frac{S/2}{\cos\gamma}\right)^2 + (y - S/2 \cdot \operatorname{tg}\gamma)^2 = 1. \quad (3.4)$$

Таким образом определение координат точки пересечения сводится к решению квадратного уравнения, получаемого при подстановке уравнения отраженного луча (3.3) в уравнение поверхности приемника (3.4):

$$x_{\text{пер}} = \frac{-k_2 \pm \sqrt{k_2^2 - 4k_1k_3}}{2k_1}, \quad (3.5)$$



где коэффициенты  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  определяются как

$$\begin{aligned}
 k_1 &= \frac{1}{(\operatorname{tg}(\beta + \alpha))^2} + 1; \\
 k_2 &= \frac{S - \operatorname{tg}\gamma \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) - 4h \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha)}{(\operatorname{tg}(\beta + \alpha))^2} - \frac{S}{\cos\gamma} + \frac{S/2 \cdot \operatorname{tg}\gamma}{\operatorname{tg}(\beta + \alpha)}; \\
 k_3 &= \left( \frac{S/2}{\cos\gamma} \right)^2 + \left( \frac{2h \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) + \operatorname{tg}\gamma \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) \cdot S/2 - S/2}{\operatorname{tg}(\beta + \alpha)} \right)^2 - \\
 &\quad - \left( \frac{2h \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) + \operatorname{tg}\gamma \cdot \operatorname{tg}(\beta + \alpha) \cdot S/2 - S/2}{\operatorname{tg}(\beta + \alpha)} \right) \cdot \operatorname{tg}\gamma \cdot S/2 + (\operatorname{tg}\gamma \cdot S/2)^2 - 1.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

В качестве результата решения уравнения выступают два значения  $x_{\text{пер}}$ , однако исходя из геометрии модели рис. 3.13 точкой пересечения луча с полусферой приемника будет точка, расположенная левее по оси абсцисс. Также для определения угла  $\alpha_{\Pi}$  требуется расчет координат точки на поверхности приемника, через которую условно проходит осевая линия:

$$\begin{aligned}
 x_{\max} &= \sqrt{R^2 + \left( \frac{S/2}{\cos\gamma} \right)^2} \cdot \sin \left( 90 - \gamma - \operatorname{arctg} \left( \frac{R \cdot \cos\gamma}{S/2} \right) \right); \\
 y_{\max} &= \sqrt{R^2 + \left( \frac{S/2}{\cos\gamma} \right)^2} \cdot \cos \left( 90 - \gamma - \operatorname{arctg} \left( \frac{R \cdot \cos\gamma}{S/2} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Тогда

$$\alpha_{\Pi} = \operatorname{arctg} \left( \frac{\sqrt{(x_{\max} - x_{\text{пер}})^2 + (y_{\max} - y_{\text{пер}})^2}}{R} \right). \tag{3.8}$$

Вычисления согласно приведенным формулам должны проводиться для каждого из лучей, испускаемого излучателем светового потока на каждом шаге перемещения. Так, например, при заявленной паспортной характеристике  $L_1(\alpha)$  оптического датчика hsd1-9100-021 [99] значимую интенсивность имеют лучи, выходящие из центра в диапазоне угла  $\alpha = -30^\circ \dots 30^\circ$ . Таким образом, если рассматривать выходящие лучи с шагом в  $1^\circ$  для определения результирующего значения интенсивности в 9-ти точках положения

объекта (от 0 до 4 мм с шагом 0,5 мм) потребуется по меньшей мере 540 циклов расчета приведенных выше выражений для построения одной выходной зависимости. Поэтому ввиду больших вычислительных затрат и итерационном характере вычислений, расчет математической модели реализован в программном пакете Delphi [70, 79]. Соответствующий алгоритм работы программы представлен на рис. 3.14.

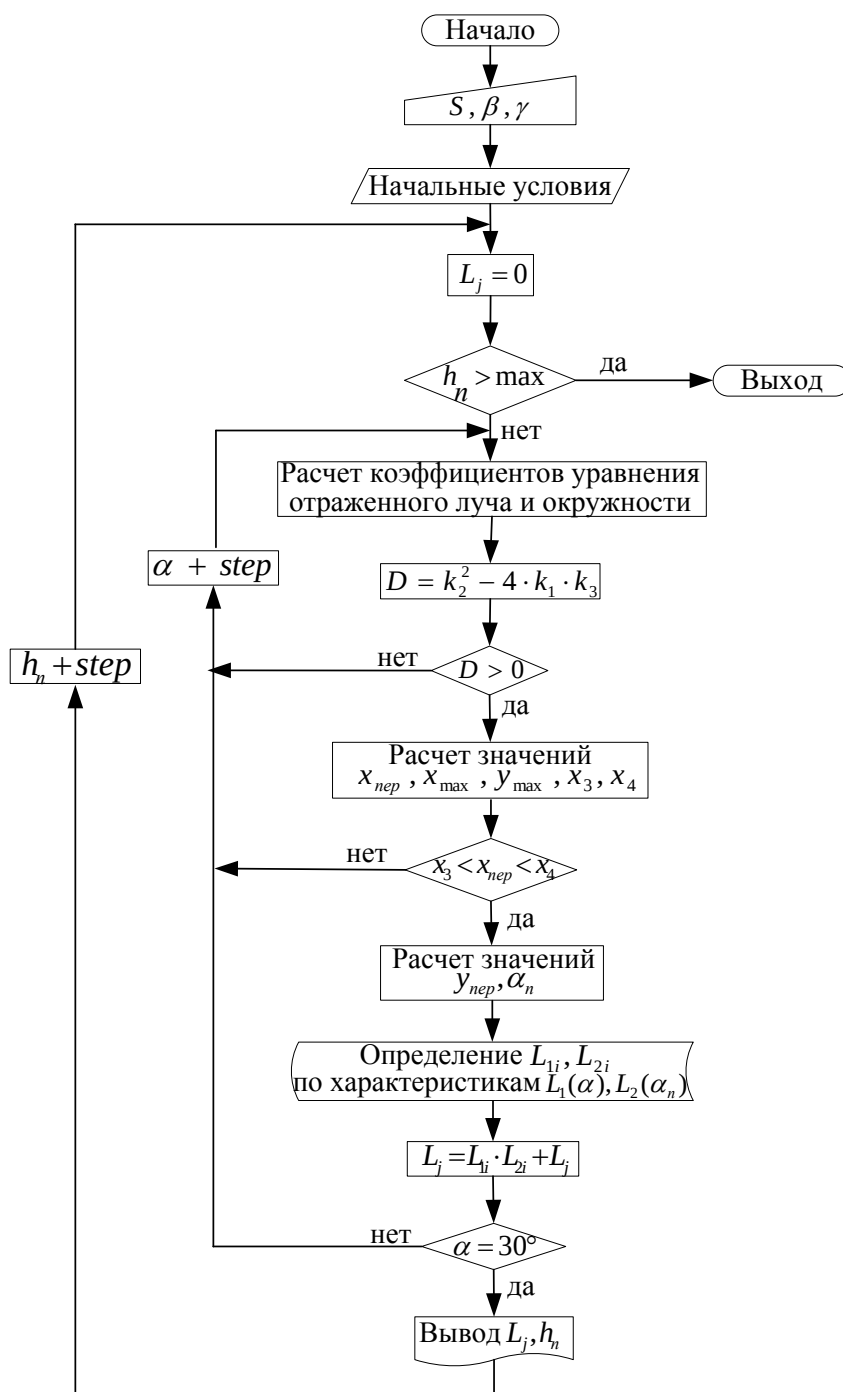


Рис. 3.14. Блок-схема алгоритма программы расчета выходной характеристики оптического датчика

В представленном алгоритме присутствует также проверка на наличие точек пересечения отраженного луча и поверхности линзы приемника (переменная D) и проверка попадания точки пересечения в диапазон чувствительности приемника между точками  $x_3$  и  $x_4$  (для оптического датчика hsdl-9100-021 этот диапазон составляет от  $-60^\circ$  до  $60^\circ$  относительно центра).

Семейства характеристик, отражающих влияние межцентрового расстояния  $S$ , угла наклона излучателя  $\beta$  и угла наклона приемника  $\gamma$  на вид выходной характеристики датчика представлены соответственно на графиках 3.15 – 3.17.

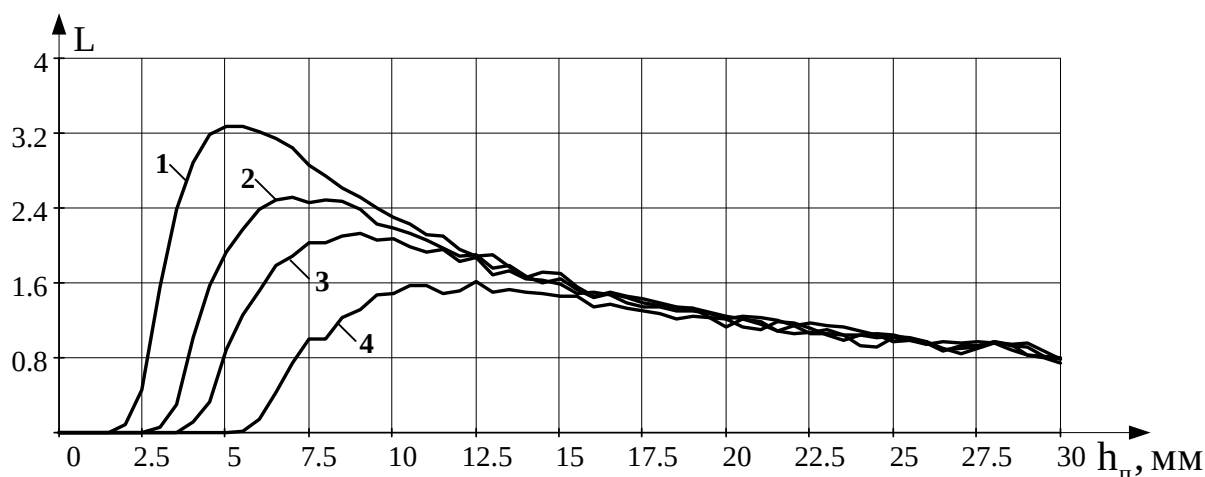


Рис. 3.15. Семейство выходных характеристик  $L(h_{\Pi})$  оптического датчика при изменении межцентрового расстояния  $S$  ( $\beta=0$  и  $\gamma=0$ ): 1 –  $S=3,8$  мм, 2 –  $S=5$  мм, 3 –  $S=6$  мм, 4 –  $S=8$  мм

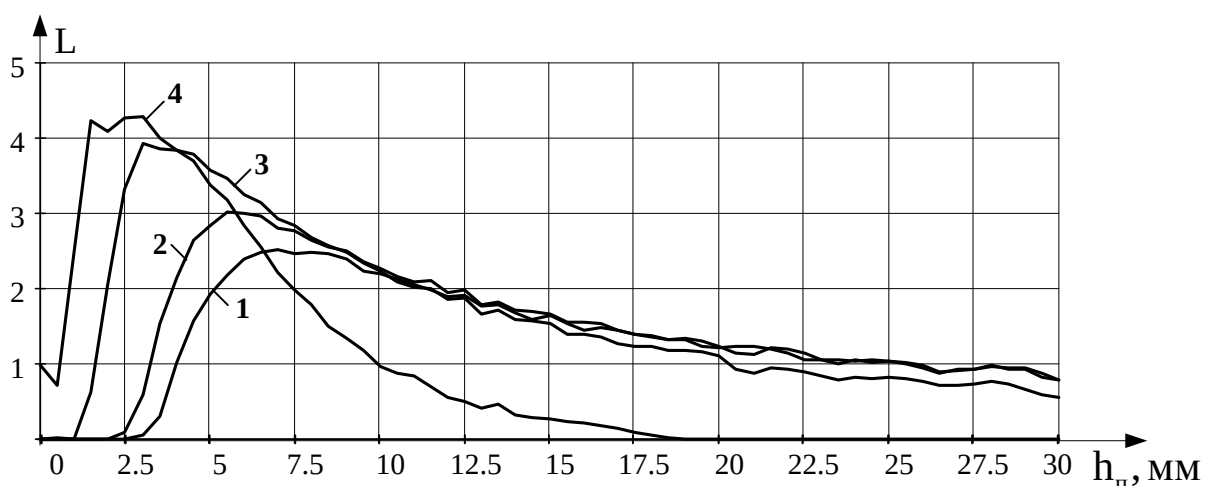


Рис. 3.16. Семейство выходных характеристик  $L(h_{\Pi})$  оптического датчика при изменении угла наклона излучателя  $\beta$  ( $S=5$  мм и  $\gamma=0$ ): 1 –  $\beta = 0^\circ$ , 2 –  $\beta = 10^\circ$ , 3 –  $\beta = 25^\circ$ , 4 –  $\beta = 40^\circ$

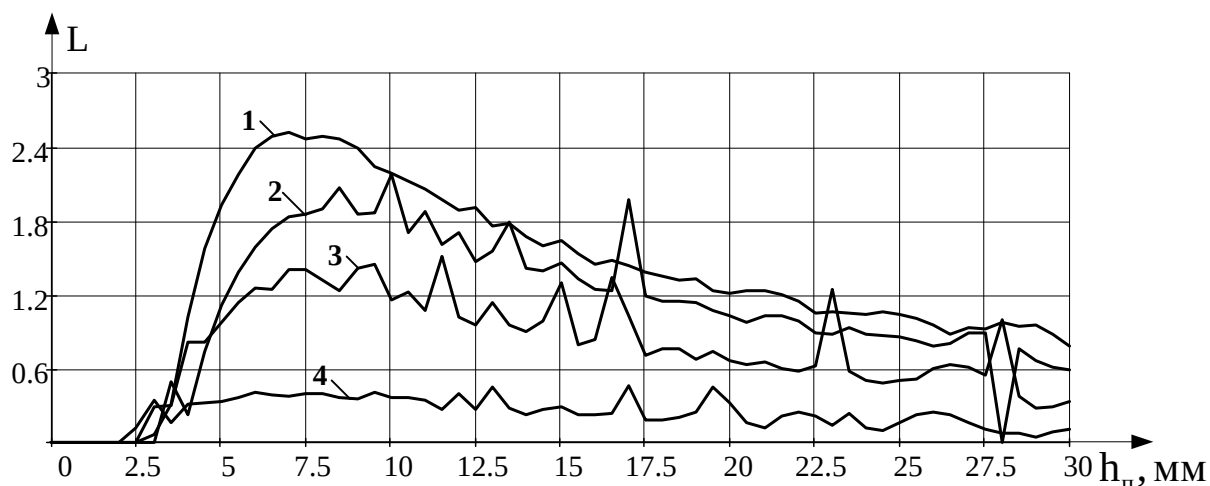


Рис. 3.17. Семейство выходных характеристик  $L(h_{\Pi})$  оптического датчика при изменении угла наклона приемника  $\gamma$  ( $S=5$  мм и  $\beta=0$ ): 1 –  $\gamma = 0^\circ$ , 2 –  $\gamma = 5^\circ$ , 3 –  $\gamma = 10^\circ$ , 4 –  $\gamma = 15^\circ$

Стоит отметить также, что для выявления общих закономерностей выходные характеристики построены для перемещений в диапазоне от 0 до 30 мм, хотя в контексте поставленной задачи линейности требуется достичь в пределах от 0 до 4 мм.

Таким образом, возможно выделить несколько закономерностей [109] для повышения линейности выходной характеристики оптического датчика посредством изменения геометрии взаимного расположения системы излучатель-приемник:

1. Увеличение межцентрового расстояния приводит к смещению максимума характеристики в положительную сторону по оси расстояния до объекта и в то же время к уменьшению диапазона выходного напряжения датчика и снижению его чувствительности при малых расстояниях.

2. Изменение угла наклона излучателя носит обратный характер влияния на выходную характеристику датчика: при его увеличении максимум смещается в отрицательную сторону по оси расстояния, а диапазон выходного напряжения существенно увеличивается. При этом также увеличивается чувствительность датчика при малых перемещениях.

3. Изменение угла наклона приемника значительно ухудшает диапазон выходного напряжения и в целом вносит существенные нелинейности.

Подводя обобщенный итог исследования следует отметить, что для измерения малых перемещений, необходимо рассчитывать геометрию системы оптического датчика, учитывая особенности его установки и режим использования. Так, линейности выходной характеристики датчика можно добиться лишь в некотором диапазоне, увеличение которого в свою очередь приводит к ухудшению чувствительности датчика при малых перемещениях. Также использование малогабаритного приемника оптического датчика свидетельствует о его малых выходных токах, что в свою очередь требует установки дополнительной схемы усилителя и экранирования от помех. Однако, оптический датчик инвариантен к электромагнитным помехам, что дает ему весомое преимущество при использовании в малогабаритных электромеханических системах в сравнении с другими типами датчиков.

### **3. 4. Выводы по главе**

1. Методом расчета полевой задачи в программном пакете Maxwell проведен анализ влияния формы и размеров сигнального элемента датчика Холла на вид его выходной характеристики. Выявлены основные закономерности для повышения линейности выходной характеристики датчика Холла посредством изменения конфигурации сигнального элемента без дополнительных технических средств.

2. Установлено, что максимально линейный характер выходная характеристика датчика Холла приобретает при использовании магнита цилиндрической формы с вырезом параболической формы в его основании. Показано, что при проектировании следует избегать расположения датчика вблизи предполагаемых источников электромагнитных помех, что является затруднительной задачей в рамках ограниченного пространства для установки датчика, поэтому датчик Холла не может быть принят в качестве оптимального технического решения для реализации обратной связи по положению ЭКВ.

3. Разработана математическая модель системы излучатель-приемник оптического датчика для реализации обратной связи по положению, которая позволяет достичь желаемого вида выходной характеристики датчика путем

определенного взаимного расположения оптических элементов. Выявлены закономерностей для повышения линейности выходной характеристики оптического датчика посредством изменения геометрии взаимного расположения системы излучатель-приемник без дополнительных технических средств.

4. Установлено, что линейности выходной характеристики оптического датчика можно добиться лишь в некотором диапазоне, увеличение которого в свою очередь приводит к ухудшению чувствительности датчика при малых перемещениях. Однако, оптический датчик инвариантен к электромагнитным помехам, что дает ему весомое преимущество при использовании в малогабаритных электромеханических системах в сравнении с другими типами датчиков.

## 4. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭКВ

### 4. 1. Постановка задачи синтеза системы управления положением ЭКВ

Как отмечалось в главе 2, физиологические особенности проведения ИВЛ накладывают требование к ЭКВ по высокой точности позиционирования (порядка 0,05 мм при диапазоне перемещения 4 мм) и быстродействию (время позиционирования не более 50 мс) при регулировании проходного отверстия в линии выдоха пациента. Очевидно, что для достижения требуемых показателей качества необходимо решение задачи синтеза системы управления.

Результаты исследования математической модели ЭКВ, проведенного ранее, свидетельствуют о том, что в основе структурной схемы ЭКВ может быть использована модель двигателя постоянного тока независимого возбуждения при постоянном потоке как аналогичного по принципу действия. Для построения структурной схемы, наиболее полно описывающей поведение объекта, необходимо учитывать ряд следующих факторов.

1) Под нагрузкой (сила сопротивления  $F_c = 0 \dots 2,5$  Н), действующей на механическую систему, здесь понимается давление в линии выдоха пациента, которую клапан должен перекрывать или открывать на некоторое положение с определенной периодичностью.

2) Во избежание появления сил сухого трения при перемещении выходного штока через крышку, в ней предусмотрена установка подшипниковой втулки из антифрикционного материала с использованием смазочного вещества. В таком случае следует учитывать действие демпферной силы, пропорциональной скорости перемещения с коэффициентом демпфирования  $k_{тр}$ .

3) По принципу работы ЭКВ, регулирование проходного отверстия в линии выдоха пациента происходит путем механического воздействия выходного штока клапана на мембрану, выполняемую, как правило, из силикона. Очевидно, что при деформации мембраны возникает сила упругости, ко-

торая пропорциональна величине линейного перемещения и должна быть учтена в системе с коэффициентом упругости  $k_y$ .

4) Согласно описанию конструкции, приведенному в главе 2, для максимально эффективного использования ограниченных габаритных размеров ЭКВ, его магнитопровод, состоящий из ферромагнитного корпуса и внутренней вставки, выполнен сплошным. В случае питания обмотки ЭКВ непосредственно от источника постоянного напряжения возникновение вихревых токов в стали возможно только во время переходного процесса и, строго говоря, потери энергии на нагрев в таком случае могут не учитываться. Однако, предполагая управление положением ЭКВ посредством широтно-импульсного преобразователя (ШИП), потери энергии от действия вихревых токов возрастают ввиду постоянного изменения электромагнитного поля обмотки. При управлении посредством ШИМ также возможно два варианта его реализации: двухтактная нереверсивная и реверсивная схемы. Согласно принципу работы первой схемы, величина потерь энергии от вихревых токов будет зависеть только от величины электромагнитного поля обмотки. Частота дискретизации в данном случае не вносит влияние на уровень потерь, поскольку при нереверсивном управлении для позиционирования ЭКВ напряжение изменяется от 0 до максимального значения ( $\pm 24$  В) и не происходит перемагничивания металла. Исследования показывают, что при работе на номинальную нагрузку величина потерь от вихревых токов, характер изменения которых показан на рис. 4.1 не превышает 2,08% от потребляемой мощности при нереверсивном управлении для конструктивного исполнения №1 таблицы 2.1 на частоте 10 кГц.

Двухтактная реверсивная схема в свою очередь предполагает регулирование объекта путем изменения предельных значений напряжения (от -24В до +24В) с некоторой скважностью. Тогда при любом режиме работы ЭКВ частота дискретизации будет являться одновременно и частотой перемагничивания, влияя таким образом на величину потерь от вихревых токов.



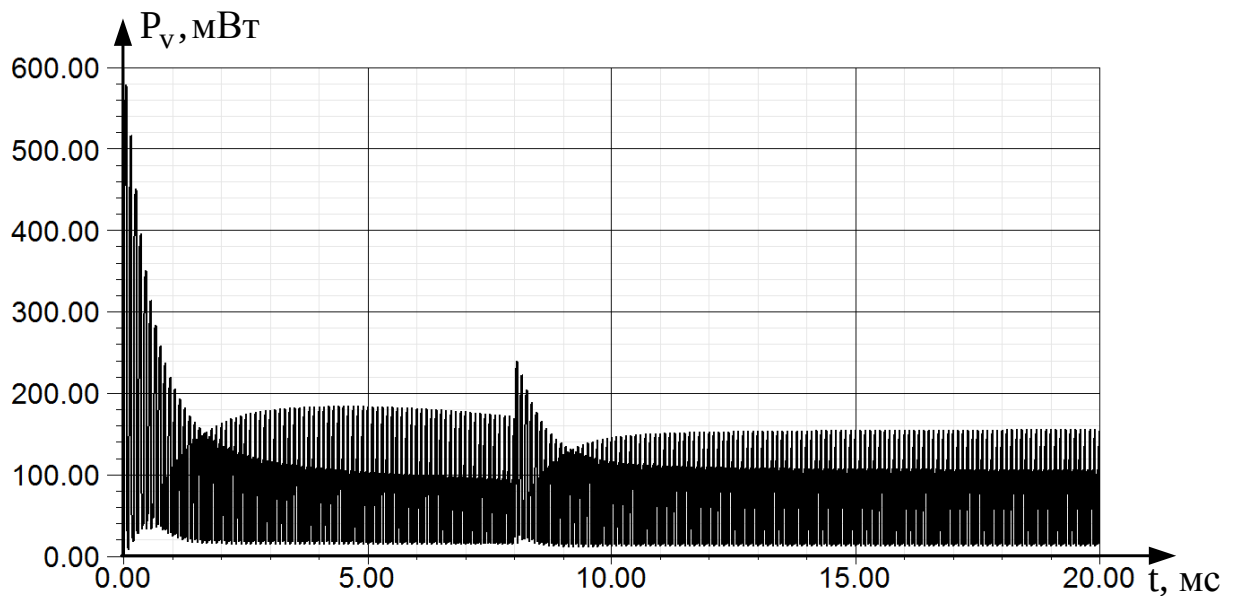


Рис. 4.1. График потерь на вихревые токи  $P_V(t)$  при нереверсивном управлении для конструктивного исполнения №1 на частоте 10 кГц

В результате исследования установлено, что повышение частоты в 10 раз приводит к увеличению потерь на 25% и условий, аналогичных при рассмотрении нереверсивной схемы потери составляют 10,4% от потребляемой мощности (рис. 4.2).

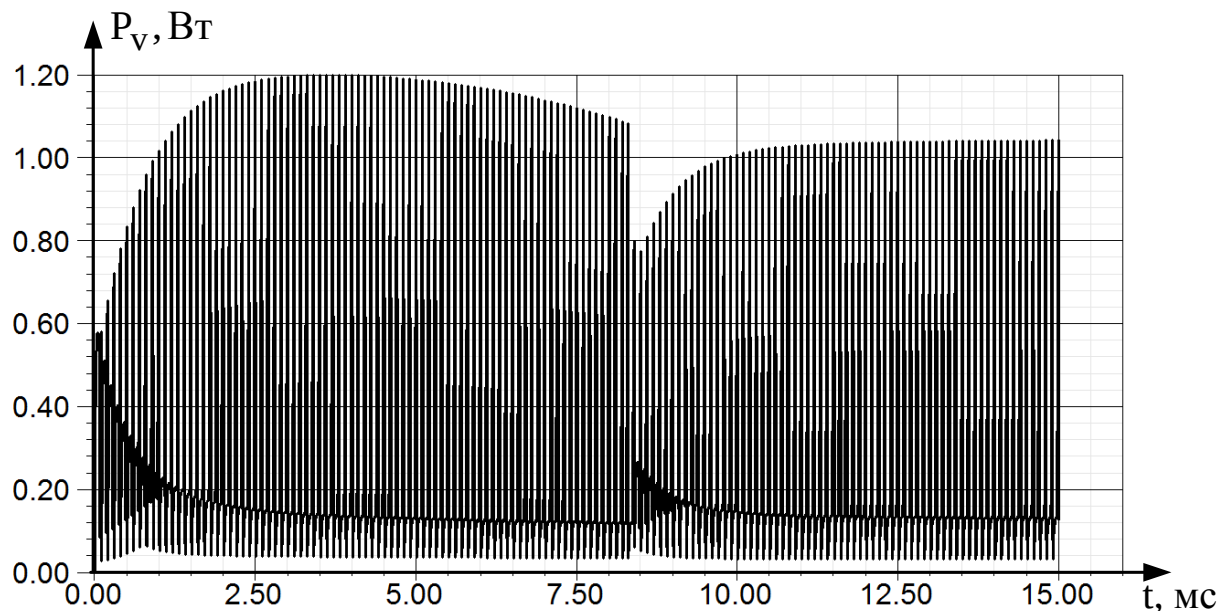


Рис. 4.2. График потерь на вихревые токи  $P_V(t)$  при реверсивном управлении для конструктивного исполнения №1 на частоте 10 кГц

Рассмотренный фактор потерь энергии от вихревых токов может быть учтен в качестве добавочной составляющей коэффициента демпфирования  $k_{тр}$ .

Таким образом, структурная схема ЭКВ может быть представлена в виде (рис. 4.3):

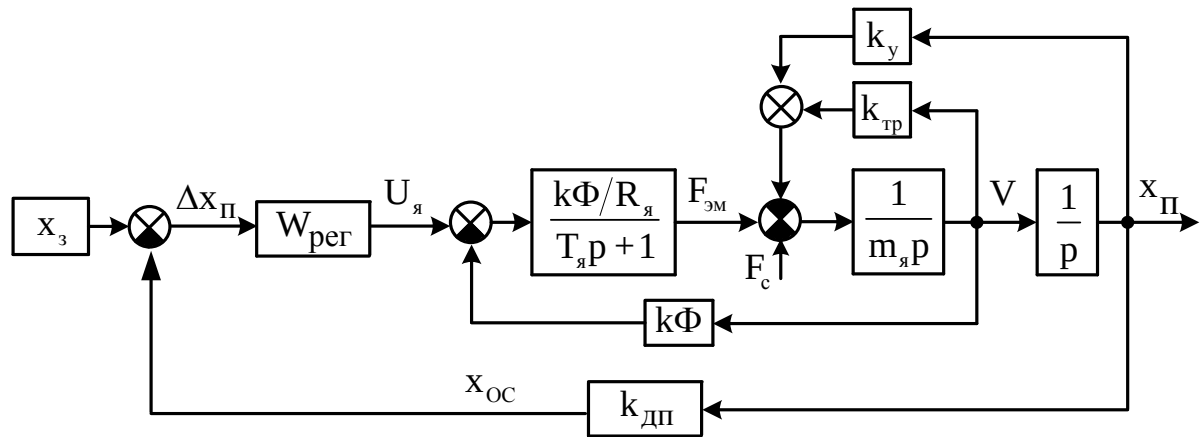


Рис. 4.3. Структурная схема управления положением ЭКВ

На схеме  $k_{ДП}$  – коэффициент передачи датчика положения,  $W_{рег}$  – некоторый закон управления положением выходного штока  $x_{П}$ , подлежащий определению. Для возможности качественной оценки результатов синтеза системы управления был принят ЭКВ со следующими параметрами:

$$R_{я} = 25 \text{ Ом}, T_{я} = 0,00042 \text{ с}, m_{я} = 0,02 \text{ кг}, k_y = 10 \text{ Н/м}, k_{тр} = 1.$$

## 4. 2. Синтез одноконтурной системы управления

Регуляторы, использующие ПИД алгоритм [112], в настоящее время являются одними из наиболее распространенных ввиду простоты построения и промышленного использования, ясности функционирования, пригодности для решения большинства практических задач и низкой стоимости.

Согласно аналитической методике синтеза системы управления, основанной на критерии Найквиста и использовании частотных характеристик разомкнутой системы [10], ПИД регулятор трактуется как регулятор с отставанием и опережением по фазе. При этом, интегральная составляющая, отвечающая за отставание по фазе, синтезируется с целью обеспечения требуемого запаса по модулю, а дифференциальная составляющая, отвечающая за опережение по фазе, синтезируется для обеспечения требуемого запаса по фазе. В соответствии с данной методикой, подробно описанной в [85], прове-

дем процедуру синтеза ПИД регулятора для управления ЭКВ с принятыми параметрами.

Согласно структурной схеме рис. 4.3 передаточная функция нескорректированной системы имеет вид:

$$G_p(s)H(s) = \frac{\frac{k\Phi}{m_{\text{я}}R_{\text{я}}T_{\text{я}}}k_{\text{oc}}}{s^3 + \left(\frac{1}{T_{\text{я}}} + \frac{k_{\text{тр}}}{m_{\text{я}}}\right)s^2 + \left(\frac{k_{\text{тр}}}{m_{\text{я}}T_{\text{я}}} + \frac{k_{\text{y}}}{m_{\text{я}}} + \frac{k\Phi^2}{m_{\text{я}}R_{\text{я}}T_{\text{я}}}\right)s - \frac{k_{\text{y}}}{m_{\text{я}}T_{\text{я}}}}. \quad (4.1)$$

Передаточная функция регулятора определяется в виде:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s, \quad (4.2)$$

где  $K_p$  - коэффициент пропорциональности,  $K_I$  - коэффициент интегральной составляющей,  $K_D$  - коэффициент дифференциальной составляющей.

Предположим, что должен обеспечиваться запас по фазе  $\varphi_m = 30^\circ$ . Тогда с учетом требуемого времени установления переходного процесса  $T_s = 0,05$  с, частота  $\omega_1$ , на которой обеспечивается запас по фазе, приближенно определяется как:

$$\omega_1 = \frac{8}{T_s \text{tg} \varphi_m} = \frac{8}{0,05 \text{tg} 30^\circ} = 277,128 \text{c}^{-1}. \quad (4.3)$$

Вводим следующие обозначения:

$$c_1 = \frac{k\Phi}{m_{\text{я}}R_{\text{я}}T_{\text{я}}}, c_2 = \frac{1}{T_{\text{я}}} + \frac{k_{\text{тр}}}{m_{\text{я}}}, c_3 = \frac{k_{\text{тр}}}{m_{\text{я}}T_{\text{я}}} + \frac{k_{\text{y}}}{m_{\text{я}}} + \frac{k\Phi^2}{m_{\text{я}}R_{\text{я}}T_{\text{я}}}, c_4 = -\frac{k_{\text{y}}}{m_{\text{я}}T_{\text{я}}}. \quad (4.4)$$

Тогда частотная характеристика в точке  $\omega_1$  примет вид:

$$G_p(j\omega_1)H(j\omega_1) = \frac{c_1 k_{\text{oc}}}{\sqrt{(c_4 - c_2 \omega_1^2)^2 + (\omega_1 c_3 - \omega_1^3)^2}} e^{-\arctg\left(\frac{\omega_1 c_3 - \omega_1^3}{c_4 - c_2 \omega_1^2}\right)} = 0,145 e^{-j162,173^\circ}.$$

Фазовый сдвиг регулятора на частоте  $\omega_1$  (в предположении, что диаграмма Найквиста для скорректированной системы проходит через точку  $G_c(j\omega_1)G_p(j\omega_1)H(j\omega_1) = e^{(-180^\circ + \varphi_m)}$ ) находится согласно выражению:

$$\theta = -180^\circ + \varphi_m - \arg G_p(j\omega_1)H(j\omega_1) = -180^\circ + 30^\circ + 162,173^\circ = 12,173^\circ. \quad (4.5)$$

Из равенства:

$$K_p + j(K_D\omega_1 - \frac{K_I}{\omega_1}) = \frac{\cos \theta + j\sin \theta}{|G_p(j\omega_1)H(j\omega_1)|} \quad (4.6)$$

путем приравнивания действительных частей, пропорциональный коэффициент регулятора рассчитывается как:

$$K_p = \frac{\cos \theta}{|G_p(j\omega_1)H(j\omega_1)|} = \frac{\cos 12,173^\circ}{0,145} = 4,167. \quad (4.7)$$

Равенство мнимых частей (2) приводит к следующему выражению:

$$K_D = \frac{\sin \theta}{\omega_1 |G_p(j\omega_1)H(j\omega_1)|} + \frac{K_I}{\omega_1^2}. \quad (4.8)$$

Исходя из требований к качеству системы в установившемся режиме примем  $K_I = 1000$ , тогда в численном виде выражение для ПИД регулятора запишется как:

$$G_c(s) = 6,741 + \frac{1000}{s} + 0,018s. \quad (4.9)$$

Структурная схема системы управления ЭКВ с ПИД регулятором представлена на рис. 4.4.

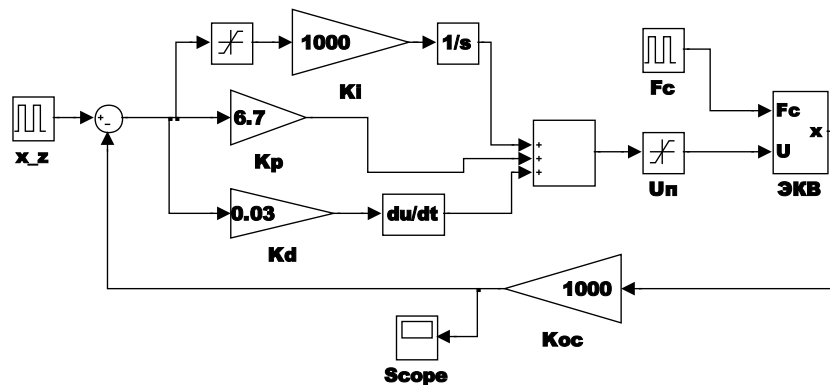


Рис. 4.4. Структурная схема системы управления положением ЭКВ с ПИД регулятором в контуре положения

Следует отметить, что с целью уменьшения величины перерегулирования вводится ограничение по входу интегрирующего канала (ограничение в

диапазоне от  $-0,2$  до  $0,2$  мм). В частности, рассчитанное значение дифференциальной составляющей было скорректировано на уровне  $K_D = 0,03$ .

Строго говоря, при моделировании ЭКВ следует учитывать наличие такого фактора как механическое ограничение хода выходного штока (звено "switch" [102, 111] на рис. 4.5 обнуляет скорость при достижении нулевого положения). Так, фактически, перерегулирования в область отрицательных перемещений существовать не может.

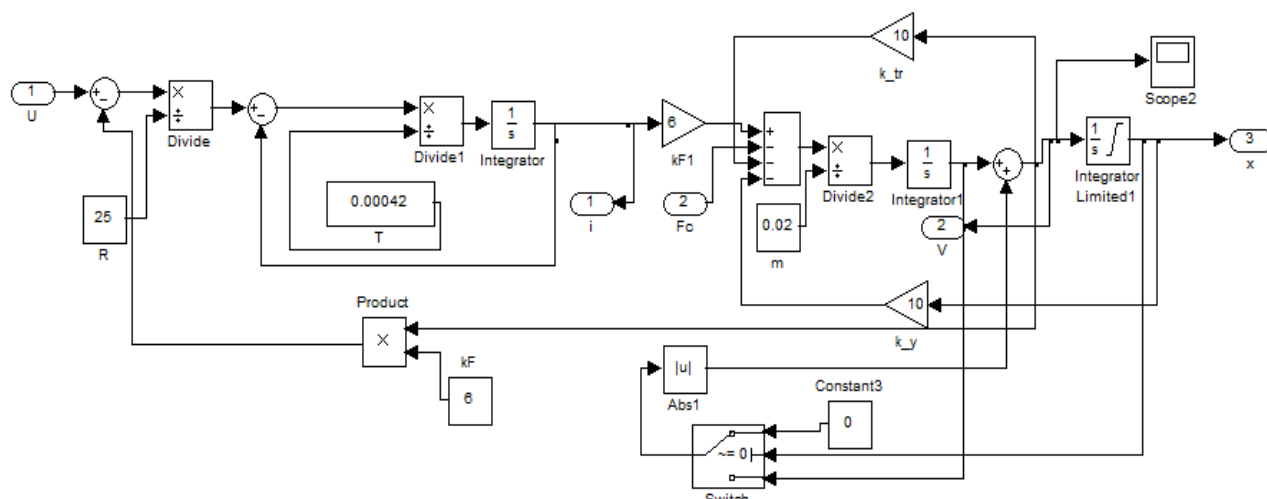


Рис. 4.5. Структурная схема ЭКВ с учетом механического упора

Результат обработки системой управления уставки положения в диапазоне от 0 до 2 мм представлен на рис. 4.6.

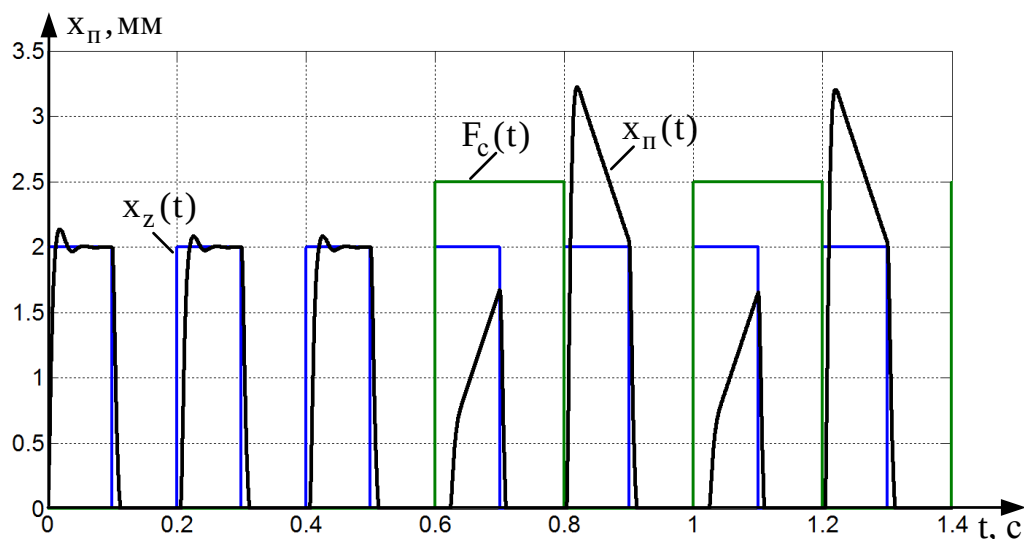


Рис. 4.6. График переходного процесса  $X_{\Pi}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  в соответствии с задающим воздействием  $X_z(t)$

Анализ приведенного графика показывает, что до момента появления силы сопротивления (до 0,6 с), переходный процесс в первом приближении соответствует требуемым показателям качества ( $t_{\text{пп}} = 0,05$  с,  $\Delta x = 0,01$  мм). Однако, очевидно, что одноконтурная система с ПИД регулятором не отрабатывает заданное положение при появлении нестационарного возмущающего воздействия. Это связано с тем, что контур положения внешний и включает все инерционности системы и повысить его быстродействие, до динамики электромагнитных процессов невозможно. Поэтому для повышения показателей качества управления целесообразно осуществить переход к многоконтурной системе управления, построенной по принципу подчиненного регулирования.

#### 4.3. Синтез многоконтурной системы управления по принципу подчиненного регулирования

Принцип подчиненного регулирования состоит в том, что для каждого из регулируемых параметров: тока, скорости и положения, организуется свой контур регулирования, содержащий объект регулирования, регулятор и отрицательную обратную связь по регулируемому параметру [8].

Структурная схема системы управления положением ЭКВ, построенная по принципу подчиненного регулирования, приведена на рис. 4.7.

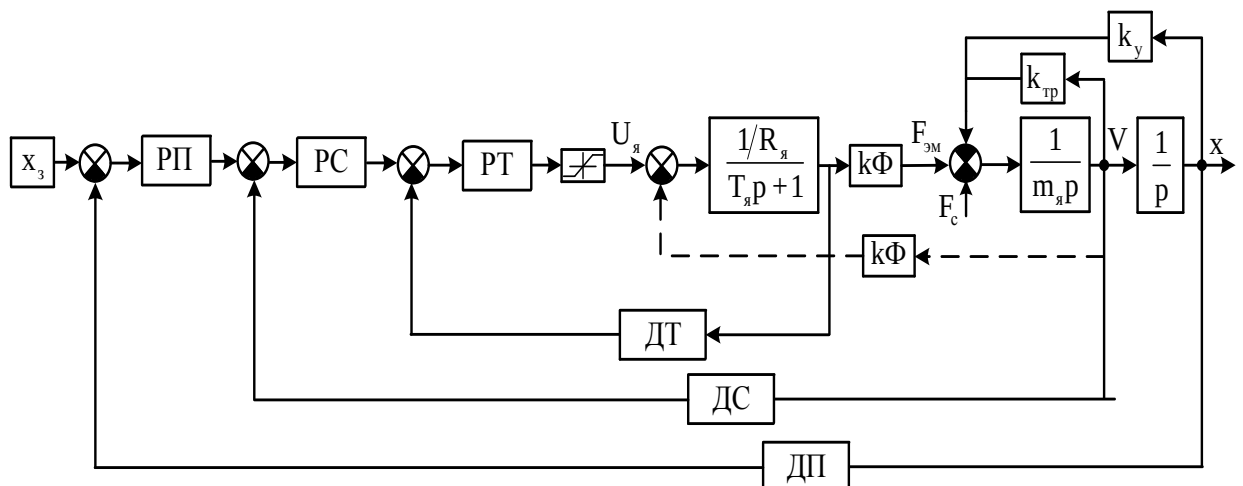


Рис. 4.7. Структурная схема управления положением ЭКВ по принципу подчиненного регулирования

Здесь РП – регулятор положения; РС – регулятор скорости; РТ – регулятор тока;  $K_{дт}$ ,  $K_{дс}$ ,  $K_{дп}$  – передаточные функции регуляторов соответственно контуров тока, скорости и положения.

В рассматриваемой системе непосредственному измерению подлежит только положение рабочего органа ЭКВ, поэтому для реализации подчиненного регулирования, где требуется информация о текущей скорости перемещения и токе якоря, появляется задача расчета редуцированного наблюдателя для оценивания неизмеряемых координат состояния.

#### 4.3.1. Синтез редуцированного наблюдателя

Математическая модель электромагнитного клапана выдоха в пространстве состояний принимает вид векторного дифференциального уравнения [64]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4.10)$$

дополненного уравнением выхода:

$$y(t) = Dx(t), \quad (4.11)$$

где  $A$  – матрица состояния,  $B$  – матрица управления,  $D$  – матрица состава измерений,  $x$  – 3-мерный вектор состояния объекта,  $y$  – выходная координата системы,  $u$  – управляющий сигнал [31, 42].

Очевидно, что в рассматриваемую систему достаточно просто интегрируется датчик тока, следовательно, наблюдению подлежит координата скорости, и тогда:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_я \\ \dot{V} \\ \dot{x}_п \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_я} & -\frac{kF}{R_я T_я} & 0 \\ \frac{kF}{m_я} & -\frac{k_{тр}}{m_я} & -\frac{k_y}{m_я} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_я \\ V \\ x_п \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_я T_я} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (4.12)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_я \\ V \\ x_п \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Для решения задачи восстановления всех составляющих вектора  $x(t)$  по результатам измерений, необходимо, чтобы объект управления был полностью наблюдаемый, т.е. чтобы выполнялось условие [5]:

$$\text{rank}\begin{pmatrix} D & DA & \dots & DA^{n-1} \end{pmatrix} = n. \quad (4.14)$$

Редуцированный наблюдатель Люенбергера описывается следующими уравнениями [26, 43, 64]:

$$\begin{aligned} \dot{v} &= \Gamma v + Fy + TBu, \\ \hat{x} &= Sy + \Phi v, \end{aligned} \quad (4.15)$$

где  $v$  –  $(n-1)$ - мерный вектор состояния наблюдателя, а  $\Gamma$ ,  $F$ ,  $T$ ,  $S$  и  $\Phi$  – матрицы соответствующих размеров:  $\Gamma : (n-2) \times (n-2)$ ;  $F : (n-2) \times 1$ ;  $T : (n-2) \times n$ ;  $\Phi : n \times (n-2)$ .

Для затухания переходного процесса и устойчивости наблюдателя необходимо и достаточно, чтобы собственные числа произвольной матрицы  $\Gamma$  были отрицательными, т.е. лежали слева от мнимой оси плоскости корней. При формировании матрицы  $\Gamma$  целесообразно придерживаться следующего правила:

$$\Gamma = \text{diag}(\lambda_1^*, \lambda_2^*, \dots, \lambda_n^*). \quad (4.16)$$

Выбор желаемых корней наблюдателя  $\lambda_i^*$ ,  $i = \overline{1, n}$ , производится на основе того, что свойства переходных процессов системы зависят от собственных чисел матрицы  $A$ , которые являются корнями характеристического уравнения [10]:

$$|\lambda E - A| = \lambda^3 + c_2 \lambda^2 + c_3 \lambda + c_4 = 0. \quad (4.17)$$

Согласно формуле Кардано [83], корни кубического уравнения (4.17) вычисляются как:

$$\lambda_1 = \alpha + \beta - c_2/3, \quad \lambda_{2,3} = -\frac{\alpha + \beta}{2} \pm i\sqrt{3} \frac{\alpha + \beta}{2} - c_2/3,$$



где  $\alpha = \sqrt[3]{-q/2 + \sqrt{Q}}$ ,  $\beta = \sqrt[3]{-q/2 - \sqrt{Q}}$ ,  $p = c_2 - c_3^2/3$ ,  
 $q = 2c_2^3/27 - c_2c_3/3 + c_4$ , параметры  $c_i$ ,  $i=1...4$  введены в пункте 4.2,  
 $Q = q^2/4 + p^3/27$  - дискриминант многочлена (4.17).

Наиболее удаленные от мнимой оси корни определяют моды, затухающие быстрее всего, и являются элементами матрицы  $\Gamma$ .

Матрица  $F$  задается произвольно (можно принять единичной  $F = (1 \ 1)^T$ ). Матрица  $T$  рассчитывается из матричного уравнения:

$$TA - \Gamma T = FD. \quad (4.18)$$

Матрицы  $S$  и  $\Phi$  определяются из матричного уравнения:

$$SD + \Phi T = E. \quad (4.19)$$

В соответствии с приведенными выражениями (4.15) - (4.19) уравнения, описывающие редуцированный наблюдатель для ЭКВ с принятыми параметрами, принимают вид:

$$\begin{aligned} \hat{V} &= -4,4i_{\text{я}} + 310x_{\text{п}} + 2500v_1, \\ \dot{v}_1 &= -3000v_1 + i_{\text{я}} + x_{\text{п}} + 0,176u. \end{aligned} \quad (4.20)$$

#### **4. 3. 2. Синтез регуляторов системы управления положением**

На первом этапе синтеза регуляторов системы управления положением выполняется оптимизация контура тока, который настраивается на модульный оптимум (МО) с точки зрения получения лучшего качества переходного процесса в сравнении с симметричным оптимумом (СО) [4, 62, 80]. Тогда на основе передаточной функции разомкнутого скорректированного контура тока и желаемой передаточной функции, соответствующей МО при  $n=1$ , можно записать:

$$K_{\text{рп}} = \frac{(T_{\mu}p + 1)R_{\text{я}}}{T_{\mu}p \cdot k_{\text{дт}}} = 25 \frac{4 \cdot 10^{-3}p + 1}{4 \cdot 10^{-3}p}, \quad (4.21)$$

где в качестве малой постоянной времени принимается электромагнитная постоянная  $T_{\mu} = T_{\text{я}}$ ,  $k_{\text{дт}}$  – передаточная функция датчика тока.

Передаточная функция замкнутого контура регулирования тока принимает вид:

$$\Phi_T = \frac{1}{k_{дт}(T_{\mu}p + 1)}. \quad (4.22)$$

Тогда результатом настройки контура скорости на МО будет выражение:

$$K_{рс} = \frac{m_{я} \cdot k_{дт}}{2T_{\mu} \cdot k_{\Phi} \cdot k_{дс}} = \frac{0,02 \cdot 1}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 1} = 4,167, \quad (4.23)$$

где  $k_{дс}$  – передаточная функция датчика скорости (в силу применения наблюдателя  $k_{дс} = 1$ ).

Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости:

$$\Phi_c = \frac{1}{k_{дс}(2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1) + 1)}. \quad (4.24)$$

Очевидно, что регулятор скорости представляет собой пропорциональное звено, поэтому для повышения точности в режиме позиционирования целесообразна настройка контура положения на СО, результатом которой является выражение:

$$K_{рп} = \frac{k_{дс}(8T_{\mu}p + 1)}{32T_{\mu}^2 p \cdot k_{дп}}. \quad (4.25)$$

Структурная схема синтезированной системы подчиненного регулирования представлена на рис. 4.8.

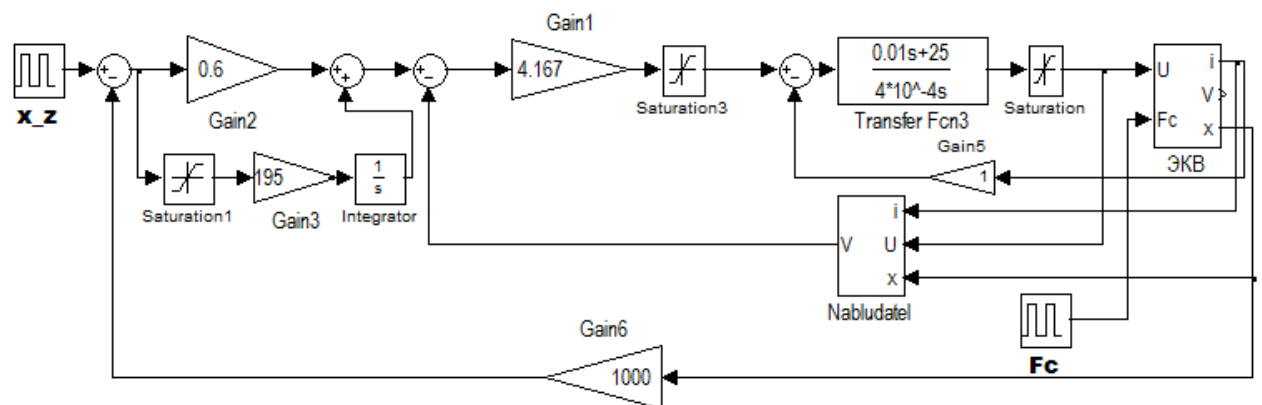


Рис. 4.8. Структурная схема синтезированной системы подчиненного регулирования

На первоначальном этапе моделирования была проведена оценка адекватности работы редуцированного наблюдателя при отсутствии и наличии силы сопротивления (рис. 4.9).

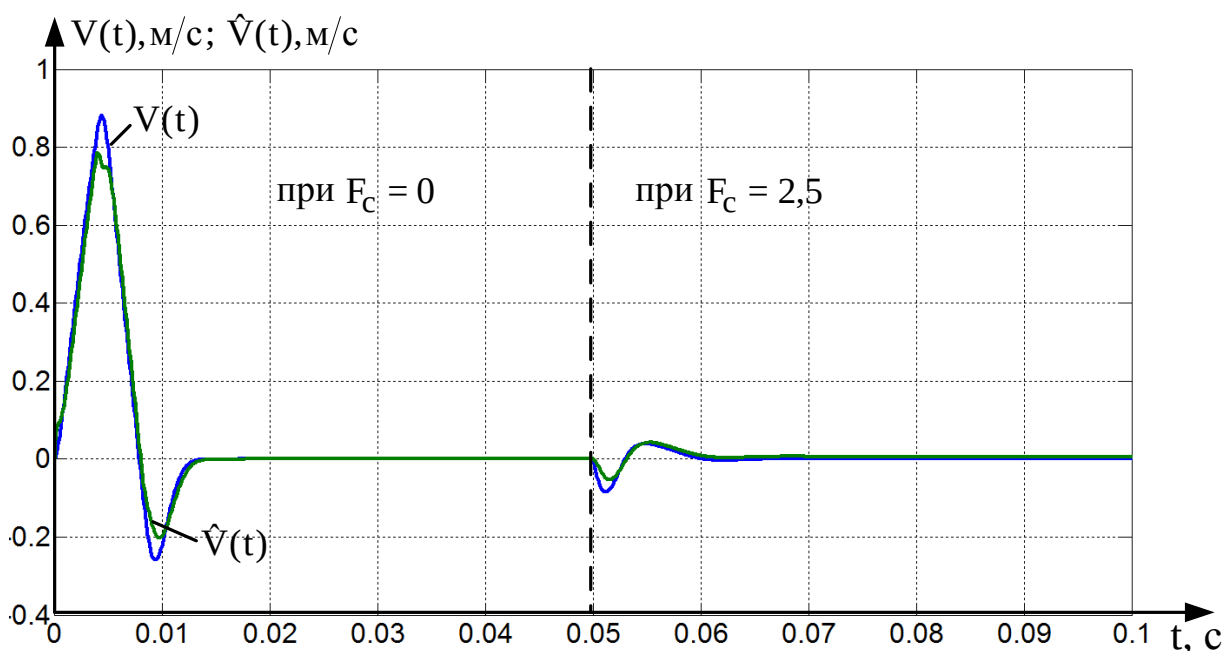


Рис. 4.9. Графики переходных процессов  $V(t)$ ,  $\hat{V}(t)$

Анализ приведенных графиков позволяет заключить, что и в отсутствии, и под воздействием нагрузки динамическая ошибка наблюдателя не превышает 9% от фактических значений, статическая ошибка составляет 0,0061 м/с.

Результат моделирования системы подчиненного регулирования с рассчитанными передаточными функциями контуров (4.21), (4.23) и (4.25) с учетом механического упора представлен на рис. 4.10. Очевидно, что разработанная система обладает достаточно высоким быстродействием (при  $F_c = 2,5$  Н:  $t_{пп} = 0,001$  с) и точностью позиционирования ( $\Delta x_{уст} = 0$  мм). Вместе с тем, на графике  $x_{II}(t)$  наблюдается, характерное для настройки на СО, перерегулирование на уровне 12,5% при  $F_c = 0$  Н и 23% при набросе нагрузки  $F_c = 2,5$  Н, что является негативным фактором при проведении ИВЛ, поскольку влечет за собой скачки давления в дыхательных путях.

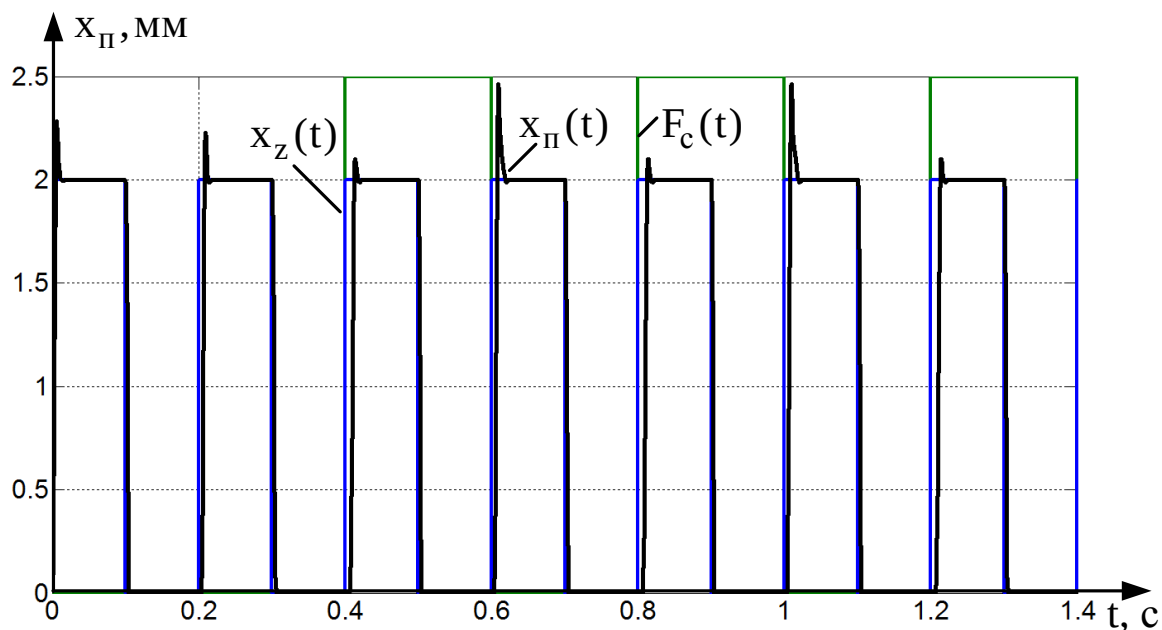


Рис. 4.10. График переходного процесса  $X_{\Pi}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  в соответствии с задающим воздействием  $X_Z(t)$  в системе с подчиненным регулированием

Тогда с целью уменьшения перерегулирования было принято решение уменьшить коэффициенты передаточной функции регулятора ( $K_{рп1} = 0,3 + 30/p$ ), результат моделирования представлен на рис. 4.11.

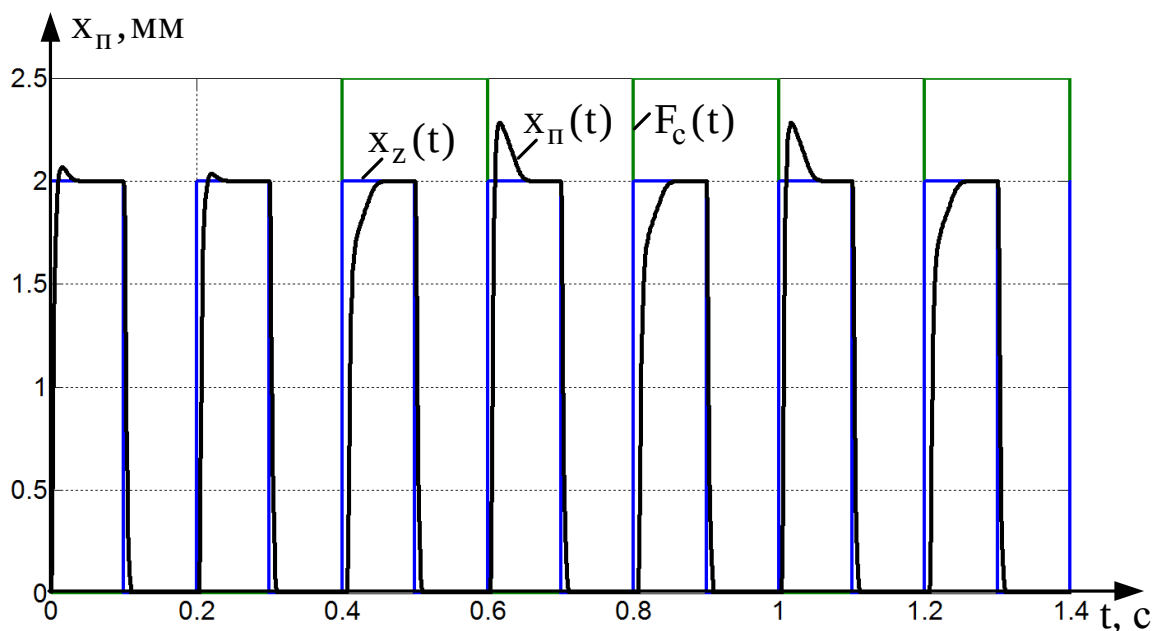


Рис. 4.11. График переходного процесса  $X_{\Pi}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  в соответствии с задающим воздействием  $X_Z(t)$  в системе с подчиненным регулированием с ПФ  $K_{рп1}$

Очевидно, что в результате проведенных изменений величину перерегулирования при  $F_c = 0$  удалось снизить до 5% ( $t_{\text{пп}} = 0,0081$  с,  $\Delta x_{\text{уст}} = -5,16 \cdot 10^{-8}$  мм), при  $F_c = 2,5$  Н - до 14%. Однако, более детальное исследование (рис. 4.12) двух систем подчиненного регулирования с различными настройками регулятора, показывает, что в режиме позиционирования система с регулятором положения  $K_{\text{рп}}$  в два раза быстрее (за 20 мс) и с меньшей амплитудой рассогласования реагирует на изменение силы сопротивления, в сравнении с регулятором  $K_{\text{рп1}}$ .

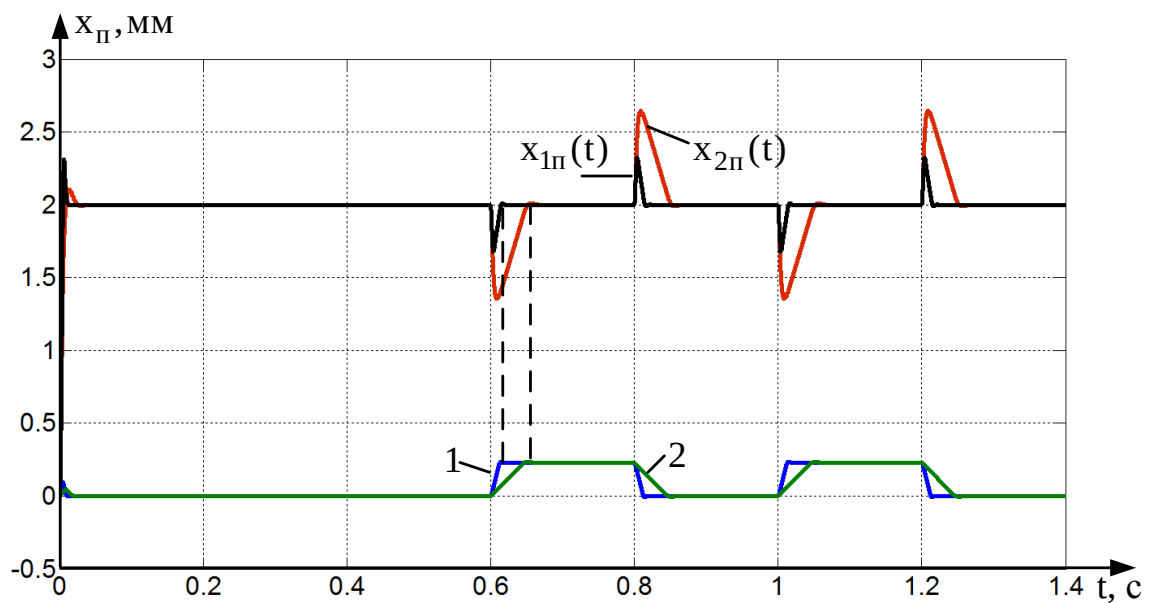


Рис. 4.12. Графики переходного процесса положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления:  $x_{1п}(t)$  - с передаточной функцией контура положения  $K_{\text{рп}}$ ,  $x_{2п}(t)$  - с передаточной функцией контура положения  $K_{\text{рп1}}$ ; кривые 1, 2 - выходные сигналы интегрирующих звеньев соответственно передаточных функций  $K_{\text{рп}}$  и  $K_{\text{рп1}}$

Подобное поведение систем объясняется наличием интегрирующего звена в регуляторах положения, которое выходит на новую рабочую точку со скоростью, определяемой постоянной интегрирования (кривые 1 и 2 рис. 4.12). Поэтому оба варианта настройки в той или иной степени допускают негативное изменение давления в дыхательных путях. Поэтому, в целом, можно заключить, что система подчиненного регулирования со стандартной

настройкой параметров не является оптимальным способом управления в рамках функционального назначения ЭКВ.

#### 4. 4. Синтез системы управления с параболическим регулятором положения

Принимая во внимание недостатки рассмотренных систем, целесообразным становится применение старт-стопного управления как оптимального с точки зрения быстродействия и позволяющего исключить возможность перерегулирования по положению. Обеспечить такой характер отработки при данном значении заданного перемещения можно при использовании параболического регулятора положения, закон изменения передаточного коэффициента которого определяется как [18]:

$$k_{рп} = \begin{cases} k_{рпм}, \text{ при } \Delta x_{п} \leq \Delta x_{гр}, \\ f(\Delta x_{п}), \text{ при } \Delta x_{п} > \Delta x_{гр}, \end{cases} \quad (4.26)$$

где  $k_{рпм}$  – коэффициент регулятора положения при настройке контура на МО,  $\Delta x_{гр}$  – граничное рассогласование перемещения.

Диаграмма движения ЭКВ при старт-стопном управлении представлена на рис. 4.13.

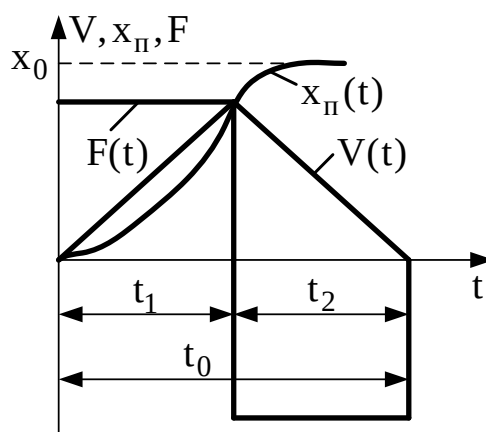


Рис. 4.13. Диаграмма движения ЭКВ при старт-стопном управлении

Для того чтобы реверс произошел в момент времени  $t_1$ , должно выполняться условие [17, 19]:

$$k_{дп} k_{рп} \cdot \delta x_1 = V_1 k_{дс}, \quad (4.27)$$

где  $V_1$  – значение скорости ЭКВ и  $\delta x_1$  – отклонение положения объекта регулирования от заданного в момент времени  $t_1$ , когда должен произойти реверс двигателя.

Скорость ЭКВ при разгоне:

$$V_1 = \frac{1}{2} a_1 (1 + f) t_0, \quad (4.28)$$

где  $a_1 = (F - F_c)/m_{\text{я}}$  – ускорение рабочего органа ЭКВ при разгоне,  $f = F_c/F$ ,  $t_0$  – время переходного процесса при старт-стопном управлении.

Учитывая, что в момент времени  $t_0$  должны выполняться условия:

$$x_0 = x_{\text{п}}(t_0) = a_1 t_1 t_0 / 2, \quad (4.29)$$

$$V(t_0) = a_1 t_1 + a_2 t_2 = 0, \quad (4.30)$$

получим следующее выражение:

$$x_0 = \frac{(1 - f^2) F t_0^2}{4 m_{\text{я}}}, \quad (4.31)$$

откуда следует:

$$t_0 = \sqrt{\frac{4 x_0}{a_1 (1 + f)}}. \quad (4.32)$$

Тогда согласно (4.28):

$$V_1 = \sqrt{x_0 a_1 (1 + f)}. \quad (4.33)$$

В частности, из диаграммы следует, что:

$$x_0 = \frac{1}{2} V_1 t_0, \quad (4.34)$$

$$\Delta x_{\text{п}} = \frac{1}{2} V_1 t_2 = \frac{1}{4} V_1 (1 - f), \quad (4.35)$$

откуда получаем:

$$V_1 = \frac{4 \Delta x_{\text{п}}}{(1 - f) t_0}, \quad (4.36)$$

$$x_0 = \frac{2 \Delta x_{\text{п}}}{(1 - f)}.$$

Тогда с учетом (4.33):

$$V_1 = \sqrt{\frac{2\Delta x_{\Pi}}{(1-f)}} a_1(1+f). \quad (4.37)$$

Следовательно, согласно (4.27), значение коэффициента регулятора положения при больших и средних отклонениях будет меняться по закону:

$$k_{p\Pi} = \frac{k_{дс}}{k_{дп}} \sqrt{\frac{a_1(1+f)}{\Delta x_{\Pi}(1-f)}} = \frac{k}{\sqrt{\Delta x_{\Pi}}} = f(\Delta x_{\Pi}). \quad (4.38)$$

С целью уменьшения статической ошибки в рассматриваемой системе следует контур скорости настроить на СО, применив ПИ-регулятор скорости с  $\tau_{pc} = 4T_{\mu}$  и значением  $k_{pc}$ , определяемым согласно (4.23).

Тогда при настройке на МО коэффициент регулятора положения при малых отклонениях примет вид:

$$k_{p\Pi\text{м}} = \frac{k_{дс}}{8T_{\mu}k_{дп}}. \quad (4.39)$$

Согласно приведенным выражениям в численном виде закон изменения коэффициента регулятора положения записывается как:

$$k_{p\Pi} = \begin{cases} 0,3125, & \text{при } \Delta x_{\Pi} \leq \Delta x_{гр}, \\ \frac{0,044}{\sqrt{\Delta x_{\Pi}}}, & \text{при } \Delta x_{\Pi} > \Delta x_{гр}. \end{cases} \quad (4.40)$$

Структурная схема системы управления положением ЭКВ с параболическим регулятором (4.40) приведена на рис. 4.14.

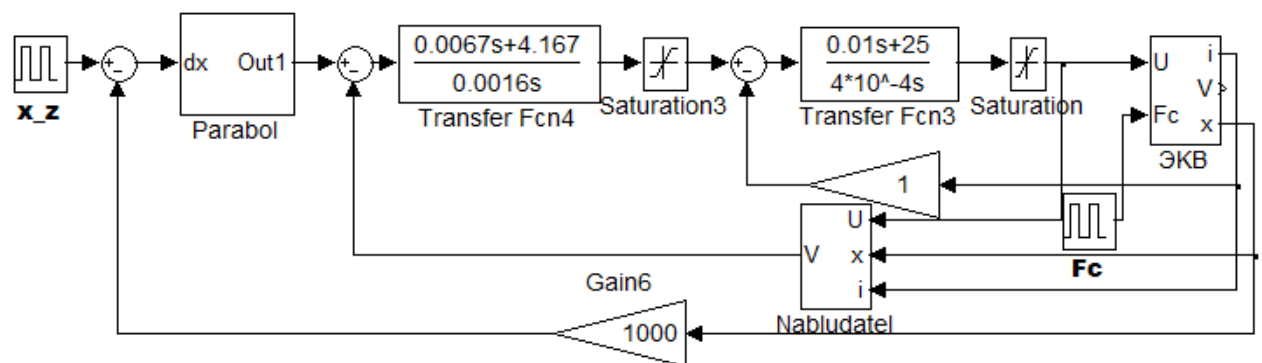


Рис. 4.14. Структурная схема системы управления положением ЭКВ с параболическим регулятором

Результат моделирования системы с параболическим регулятором положения приведен на рис. 4.15 и свидетельствует о высоких показателях ка-



чества ( $t_{\text{III}} = 45$  мс,  $\Delta x_{\text{уст}} = 0$  мм) и инвариантности к наличию нагрузки в динамическом режиме работы.

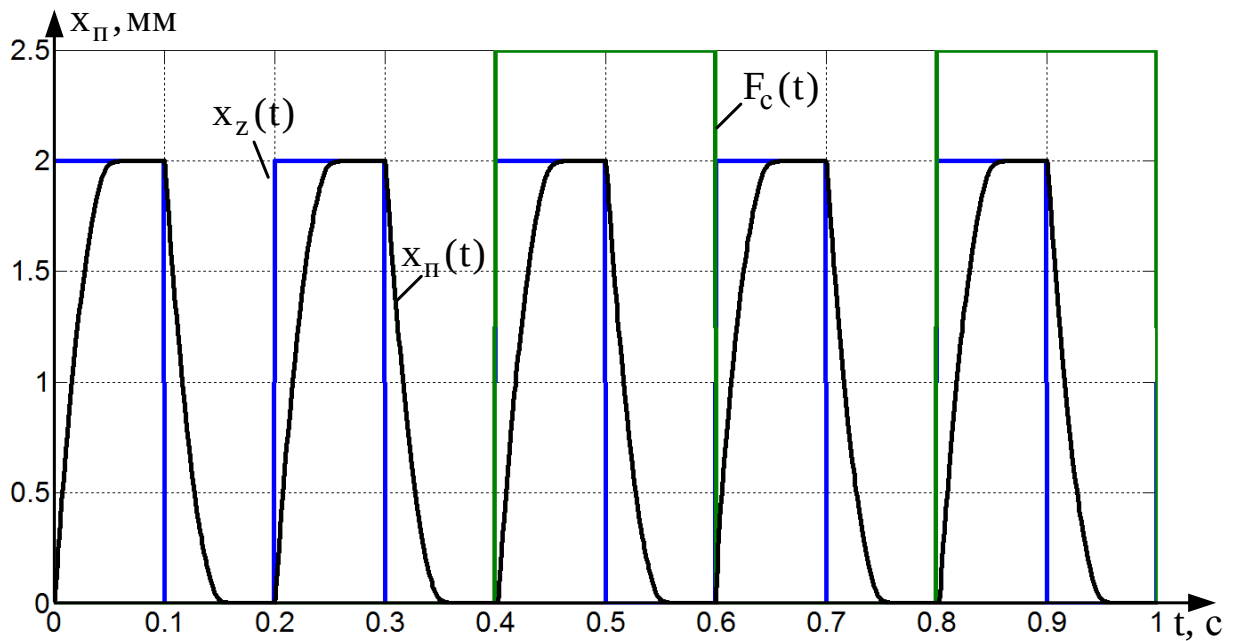


Рис. 4.15. График переходного процесса  $x_{\text{П}}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  в соответствии с задающим воздействием  $x_z(t)$  в системе с параболическим регулятором положения

Тем не менее в режиме позиционирования появляются отклонения регулируемой величины от заданного положения в моменты мгновенного изменения нагрузки, о чем свидетельствует график переходного процесса рис. 4.16.

Возможность появления негативного изменения давления в дыхательных путях и значение времени переходного процесса, близкого к граничному допустимому, не позволяют классифицировать систему управления с параболическим регулятором положения как оптимальную для решения поставленной задачи.

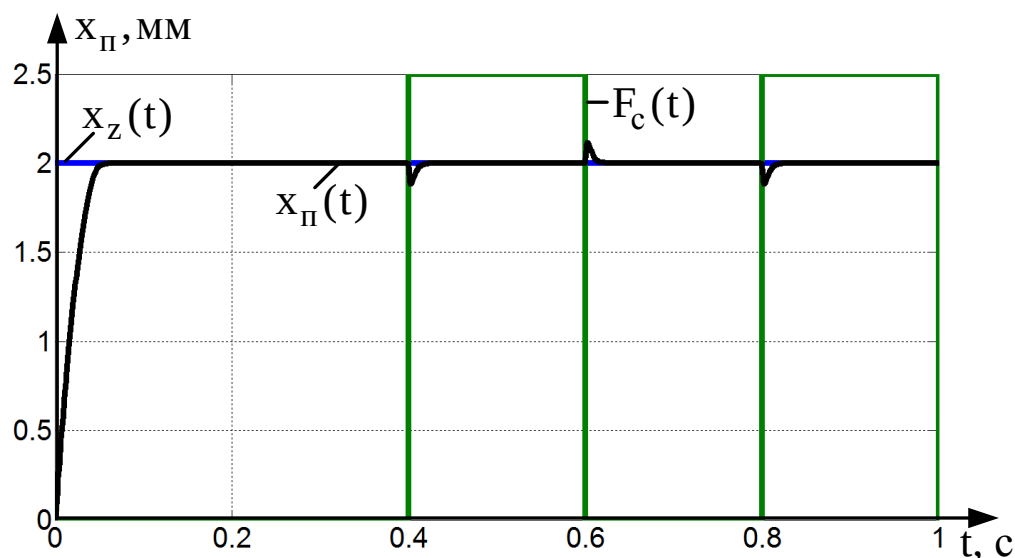


Рис. 4.16. График переходного процесса  $x_{II}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  в системе с параболическим регулятором положения в режиме позиционирования

#### 4. 5. Синтез закона модального управления

Для обеспечения требуемых показателей качества широко известен метод модального управления, позволяющий реализовать заданное положение всех передаточных функций замкнутой системы [41, 64]. Данный метод может быть применен к рассматриваемой системе, поскольку благодаря использованию наблюдателя, управляющий сигнал может быть сформирован с учетом всех переменных состояния.

При синтезе путем размещения полюсов закон управления определяется как [43]

$$u = Kx - K_0g, \quad (4.41)$$

где  $K$ ,  $K_0$  – неизвестные матрицы, подлежащие определению;  $g$  – задающее воздействие. Задача модального синтеза сводится к задаче выбора такой матрицы  $K$ , при которой коэффициенты характеристического многочлена матрицы замкнутой системы  $G(K)$  совпадают с соответствующими коэффициентами многочлена  $\Delta^*(\lambda)$ , т.е. матрица  $K$  определяется из следующего уравнения [11]:

$$\det[\lambda E - G(K)] = \Delta^*(\lambda), \quad (4.42)$$

где многочлен  $\Delta^*(\lambda)$  включает в себя заданные характеристические числа и определяется как:

$$\Delta^*(\lambda) = \prod_{i=1}^n (\lambda - \lambda_i^*). \quad (4.43)$$

Таким образом, задачей модального синтеза (синтеза модального управления) называется задача выбора такой матрицы  $K$ , чтобы матрица замкнутой системы

$$G(K) = (A + BKD), \quad (4.44)$$

имела заданные характеристические числа (корни)  $\lambda_1^*, \lambda_2^* \dots \lambda_n^*$ , которые могут быть настроены на технический оптимум:

$$\lambda_{1,2}^* = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \pm i \frac{1}{2T_{\text{я}}}, \quad \lambda_3^* = -\frac{5}{T_{\text{я}}}. \quad (4.45)$$

В таком случае абсолютное значение вещественной части ближайшего к мнимой оси корня определяет быстродействие системы, а ее склонность к колебаниям характеризуется отношением мнимой части корня к вещественной (для принятого вида желаемых корней коэффициент затухания колебаний  $\xi = 0,998$ ).

Тогда, выполнив проверку управляемости объекта из критерия управляемости Калмана (система управляема только тогда, когда выполняется следующее условие):

$$\text{rank} \begin{bmatrix} B; AB; \dots A^{n-1}B \end{bmatrix} = n, \quad (4.46)$$

в соответствии с (4.41) – (4.44) сформирован следующий закон управления:

$$u = -220\hat{i}_{\text{я}} - 1727\hat{V} - 2,083 \cdot 10^6 x_{\text{п}} + 2,083 \cdot 10^6 g.$$

Структурная схема системы с модальным законом регулирования и результаты ее моделирования представлены соответственно на рис. 4.17 и рис. 4.18.

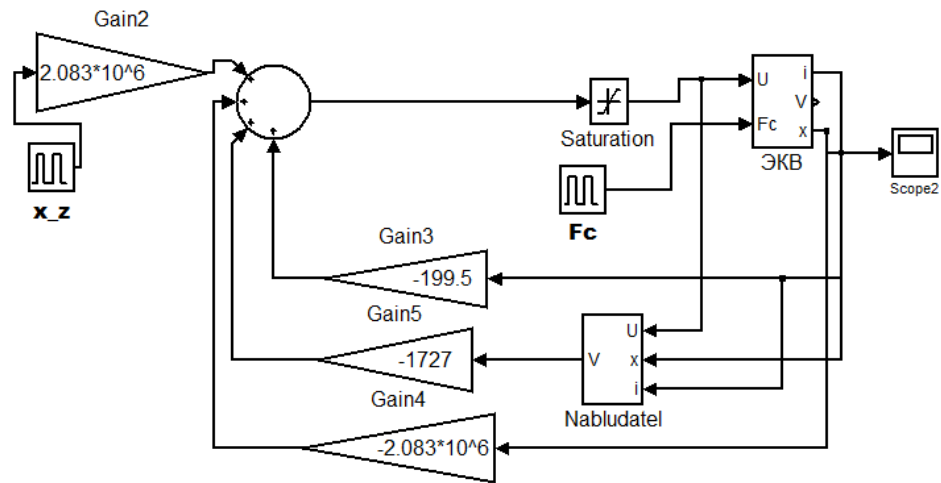


Рис. 4.17. Структурная схема системы управления положением ЭКВ с модальным законом регулирования

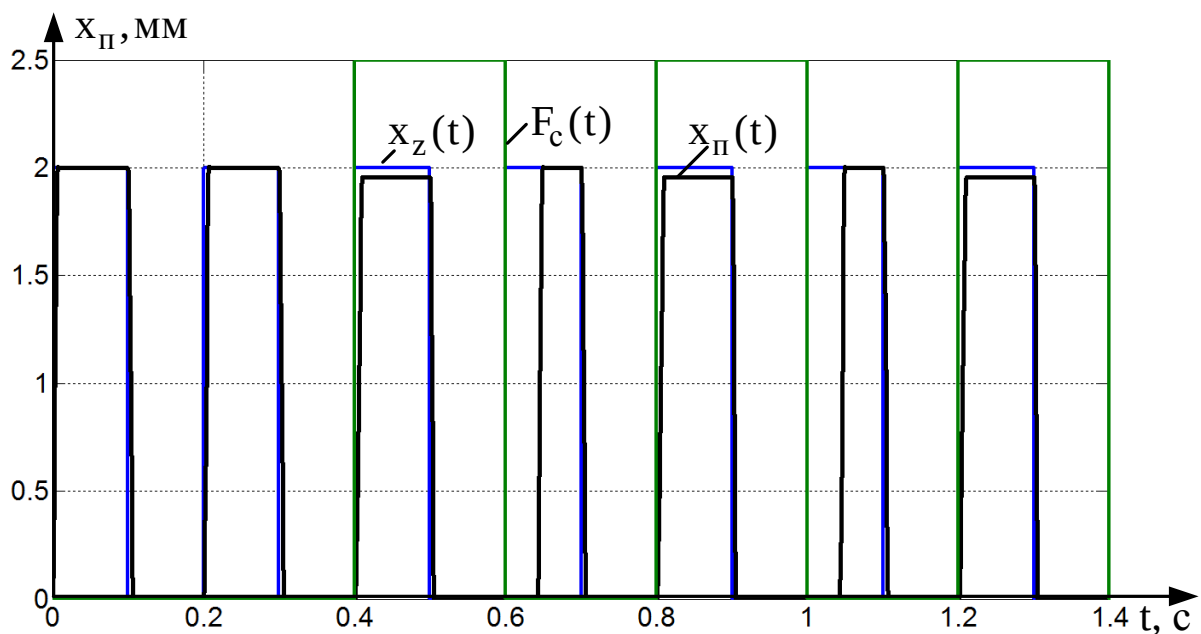


Рис. 4.18. График переходного процесса  $X_{\Pi}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  в соответствии с задающим воздействием  $X_z(t)$  в системе с параболическим регулятором положения

Проведенный анализ показывает, что рассчитанный закон управления формально удовлетворяет всем предъявляемым к системе требованиям, что однако не позволяет определить модальный регулятор как оптимальный для решения поставленной задачи, поскольку под действием нагрузки допускает наличие статической ошибки, а учет механического упора свидетельствует о снижении быстродействия в режимах работы ЭКВ, следующих за моментом прекращения действия нагрузки. Более того, как известно, метод модального управления в большой степени зависит от точности модели системы в про-

цессе синтеза и, следовательно, отличается чувствительностью к изменениям параметров объекта.

#### **4.6. Выводы по главе**

1. Согласно проведенному исследованию, с целью уменьшения потерь энергии при возникновении вихревых токов целесообразно использование широтно-импульсного преобразователя, реализующего двухтактную нереверсивную схему управления.

2. Установлено, что наиболее высокими показателями качества при отработке изменения задающего воздействия обладает система с параболическим регулятором. В режиме позиционирования все из рассчитанных систем имеют отклонение регулируемой величины от требуемого положения при мгновенном изменении силы сопротивления, что не всегда допустимо.

3. С точки зрения повышения надежности и безопасности средств реабилитационной техники ни одна из рассмотренных классических систем управления не может быть определена в качестве оптимальной для решения поставленной задачи управления ЭКВ.

## **5. СИНТЕЗ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ЭКВ**

### **5. 1. Общие положения**

Так называемые классические системы регулирования дают не вполне оптимальное решение задачи управления ЭКВ, как показывают результаты исследования, приведенные в главе 4. В таком случае рационально обратиться к алгоритмам интеллектуального управления, которые в общем определении обладают способностью к пониманию и обучению в отношении объекта управления, возмущений, внешней среды, условий работы. Так, для многих технических и промышленных приложений, в частности для управления электроприводами, в большинстве случаев применяются интеллектуальные регуляторы, построенные на основе алгоритмов нечеткой логики и искусственных нейронных сетей.

Нейронные сети представляют собой обучаемые динамические системы, оценивающие характеристики вход-выход. Нечеткие системы преобразуют наборы структурированных данных, связанных с объектом управления, в соответствующие управляющие воздействия. Нейронные и нечеткие системы имеют принципиальное преимущество перед традиционными системами управления: для их реализации не требуется априорная математическая модель объекта управления [58].

При выборе алгоритма интеллектуального управления для ЭКВ, кроме общей теории [15, 37, 39, 69, 97], рассматривались несколько работ, где системы управления на основе нейронных сетей сравниваются с нечеткими [58, 105]. Отмечается, что одним из недостатков нейронного управления является необходимость предварительного обучения, а также важен обоснованный выбор структуры модели и параметров обучения. Затраты времени на вычисление нейросетевого алгоритма управления достаточно велики, однако он показывает лучшие характеристики слежения даже при наличии внешних возмущающих воздействий. Для нечеткого регулятора имеется ряд факторов и величин, которые требуется предварительно выбрать, однако некоторые из них могут быть определены эвристически или методом проб и ошибок. За-

траты времени на вычисление нечеткого алгоритма минимальны, поскольку главным образом используются логические операции и сравнения. При этом нечеткий регулятор демонстрирует лучшую устойчивость к изменениям параметров объекта, обеспечивая малые флуктуации на выходе.

Подводя итог, можно заключить, что решить поставленную задачу управления клапаном выдоха в полной мере позволит и алгоритм нейронной сети, и нечеткой логики. Фактически не существует подробных рекомендаций по выбору того или иного способа интеллектуального управления, поэтому в пользу большей простоты по принципам организации и функционированию, меньшей вычислительной сложности приоритет в реализации в данном случае отводится алгоритму нечеткой логики.

## **5. 2. Синтез нечеткого регулятора**

Целью синтеза нечеткого алгоритма является обеспечение высокого быстродействия и точности позиционирования объекта регулирования, который в данном случае представляет собой мембрану осуществляющую регулирование проходного отверстия в линии выдоха пациента.

На первом этапе синтеза нечеткого регулятора (НР) требуется провести определение его входных и выходных переменных. Так, основываясь на поставленной цели синтеза, в качестве управляемых координат целесообразно назначить величину ошибки по положению  $\Delta x_{\Pi}$  и скорость  $V$  выходного штока ЭКВ. По принципу действия устройства выходной координатой НР должна выступать величина напряжения, подаваемого на обмотку клапана. Однако предполагая возможность практической реализации системы управления на базе микропроцессорной техники, выходное значение может быть трансформировано в величину скважности  $\gamma$  импульсов при ШИМ-управлении.

С точки зрения теории нечетких множеств каждая из двух входных и выходная переменная регулятора рассматривается как лингвистическая переменная [27], принимающая 7 возможных значений (термов):

- NL – большая отрицательная (Negative Large);

- NM – средняя отрицательная (Negative Middle);
- NS – малая отрицательная (Negative Small);
- Z – около нуля (Zero);
- PS – малая положительная (Positive Small);
- PM – средняя положительная (Positive Middle);
- PL – большая положительная (Positive Large).

Каждому терму отдельной входной переменной соответствует функция принадлежности, которая представляет степень принадлежности каждого члена пространства рассуждения к данному нечеткому множеству. Другими словами, функция принадлежности ставит в соответствие каждому значению переменной некоторое число из интервала  $[0,1]$ . Как отмечается в источниках [15, 23, 37, 39, 69, 97, 105], нет каких-либо определенных строгих рекомендаций по выбору формы функций принадлежности. Поэтому к рассмотрению была принята треугольная форма центральных термов и трапециевидная для граничных, представленных на рис. 5.1 как результат экспертной настройки параметров функций принадлежности термов каждой из входных переменных НР. Так, согласно рис. 5.1, ошибка  $\Delta x_{\Pi} = 3$  мм однозначно характеризуется как "большая положительная", в то время как  $\Delta x_{\Pi} = 0,25$  мм может трактоваться и как "малая положительная", и "средняя положительная".

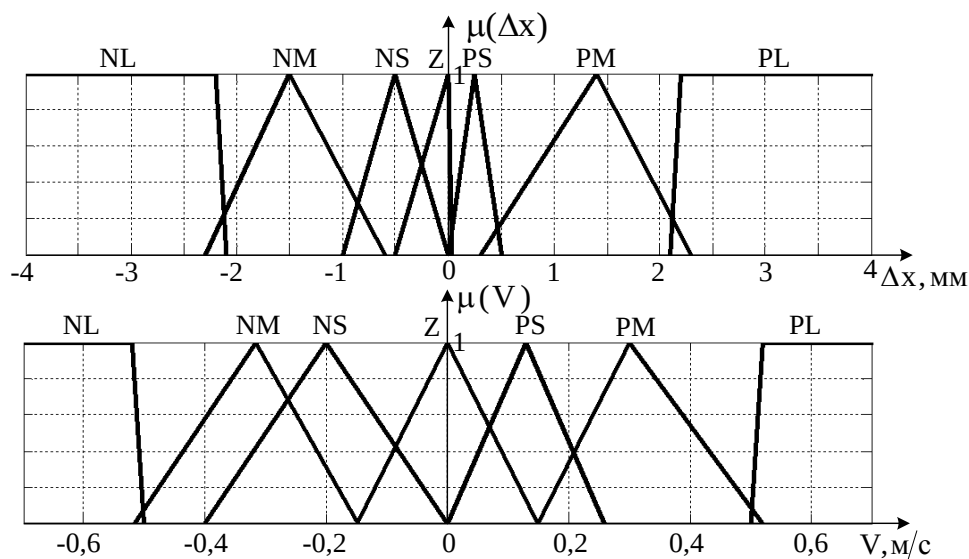


Рис. 5.1. Функции принадлежности нечетких множеств входных переменных



Основу синтеза нечетких алгоритмов управления составляет база знаний, формируемая в виде совокупности нечетких предикатных правил, которые принимают вид [38]:

$$R_i : \text{ЕСЛИ } \Delta x_{\Pi} = A_{i1} \text{ И } V = A_{i2}, \text{ ТО } \gamma = B_i$$

где  $A_{ij}$  – множества функций принадлежности -му терму  $j$ -й переменной;  
 $B_i$  – множество функций принадлежности  $i$ -му терму выходной переменной.

Для упрощения проводимых далее основных расчетов нечеткого алгоритма, в качестве характеристик термов выходной переменной были приняты не функции принадлежности, а определенные числовые значения:

Таблица 5.1

Значения термов выходной переменной

|          | NL | NM  | NS  | Z   | PS   | PM  | PL |
|----------|----|-----|-----|-----|------|-----|----|
| $\gamma$ | 0  | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,65 | 0,8 | 1  |

В результате использование по 7 функций принадлежности для каждой входной переменной приводит к формированию 49 правил работы НР, составляющих базу знаний, которая представлена в табл. 5.2.

Таблица 5.2

База правил нечеткого регулятора

| $\Delta x \backslash V$ | NL | NM | NS | Z  | PS | PM | PL |
|-------------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| NL                      | NS | PL | PL | NL | NL | NL | NL |
| NM                      | PL | PS | PL | NL | NL | NL | NL |
| NS                      | PL | PM | PL | NL | NM | NM | Z  |
| Z                       | PM | PM | PL |    | NS | NM | NM |
| PS                      | PL | PL | PL | PL | NM | NL | NL |
| PM                      | PL | PL | PM | PL | PL | NL | NL |
| PL                      | PL | PL | PL | PL | PL | PL | PL |

Отличительной особенностью разработанной базы знаний является ее несимметричность, т.е. совокупность правил для направления движения в сторону перекрытия линии выдоха отличается по принципу действия от правил, регулирующих противоположное движение. Данная структура базы правил обусловлена изменением характера действия нагрузки от направления движения и построена на основе анализа недостатков классических систем

управления. Таким образом, на этапе закрытия линии выдоха применяется принцип стартстопного управления, поскольку он является оптимальным с точки зрения быстродействия при противодействующем характере нагрузки. Во время работы на открытие, напротив, целесообразно относительно плавное изменение напряжения во избежание значительного перерегулирования и затягивания времени переходного процесса. Следует отметить, что в базе знаний отсутствует правило для ситуации, когда и ошибка  $\Delta x_{\Pi}$  и скорость  $V$  принимают значение  $Z$ . Это состояние системы управления оставлено неопределенным для корректной работы НР как при наличии, так и при отсутствии нагрузки. Так, к примеру, если ввести правило вида "Если  $\Delta x_{\Pi}=Z$  и  $V=Z$ , то  $\gamma=Z$ ", то без нагрузки объект регулирования перейдет в установившейся режим с заданной точностью и быстродействием. Однако под действием нагрузки, скажем, в сторону закрытия линии выдоха, это правило приведет к тому, что рабочий орган клапана будет неспособен удерживать заданное положение.

Для вычисления определенного числового значения выходного напряжения (скважности) на основе введенных функций принадлежности и разработанной базы правил, может быть использован алгоритм нечеткого вывода Сугено 0-го порядка, требующий меньшего числа вычислительных затрат в сравнении с другими алгоритмами (Мамдани, Цукомото, Ларсена) [40, 54]. Представленный алгоритм включает следующие основные этапы:

1. Фаззификация – установка соответствия между численным значением входной переменной системы нечеткого вывода и значением функции принадлежности соответствующего ей терма лингвистической переменной.

2. Агрегирование представляет собой процедуру определения степени истинности условий по каждому из правил системы нечеткого вывода. Поскольку в рассматриваемом случае условия правил нечеткого вывода содержат логическую операцию "И" между нечеткими высказываниями (напр., "ошибка по положению около нуля" И "скорость движения средняя отрицательного знака"), то агрегирование может выполняться в соответствии с опе-

рацией конъюнкции, где функция принадлежности множества  $\Delta x_{\Pi} \cap V$  выражается с помощью операции нахождения минимума:

$$\alpha_i = \min\{\mu_{\Delta x_{\Pi}}(x_{\Pi}), \mu_V(V)\}. \quad (5.1)$$

3. Дефаззификация - вычисление числового значения управляющего воздействия:

$$\gamma_p = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot B_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i}. \quad (5.2)$$

Тогда НР можно представить в виде следующей функциональной схемы:

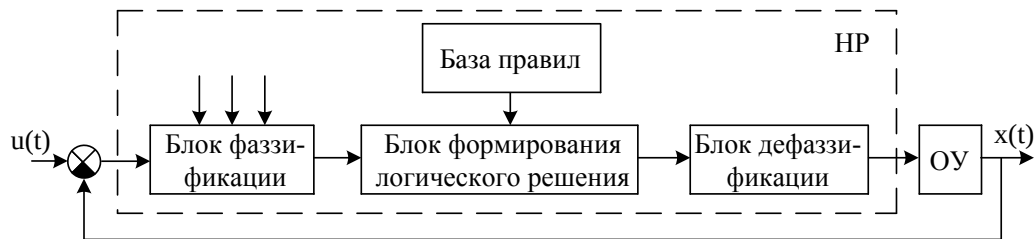


Рис. 5.2. Обобщенная блок-схема нечеткого регулятора

Рисунок 5.3 иллюстрирует общий принцип работы синтезированного нечеткого регулятора на основе рассмотренного алгоритма Сугено для управления ЭКВ.

Для получения наиболее достоверных результатов относительно работоспособности разработанной системы, моделирование проводилось с точки зрения имитации практической реализации в программном пакете Matlab [47, 96]. Так, на структурной схеме рис. 5.4. блок "Driver" имитирует работу двухтактной мостовой реверсивной схемы включения ЭКВ, блок "Timer" по принципу действия повторяет 8-битный таймер-счетчик микроконтроллера семейства ATmega и формирует нарастающий фронт управляющего импульса при возникновении прерывания по совпадению, спадающий фронт - при переполнении таймера. Для получения информации о текущей скорости рабочего органа используется наблюдатель, рассчитанный в пункте 4.2.1 главы 4.

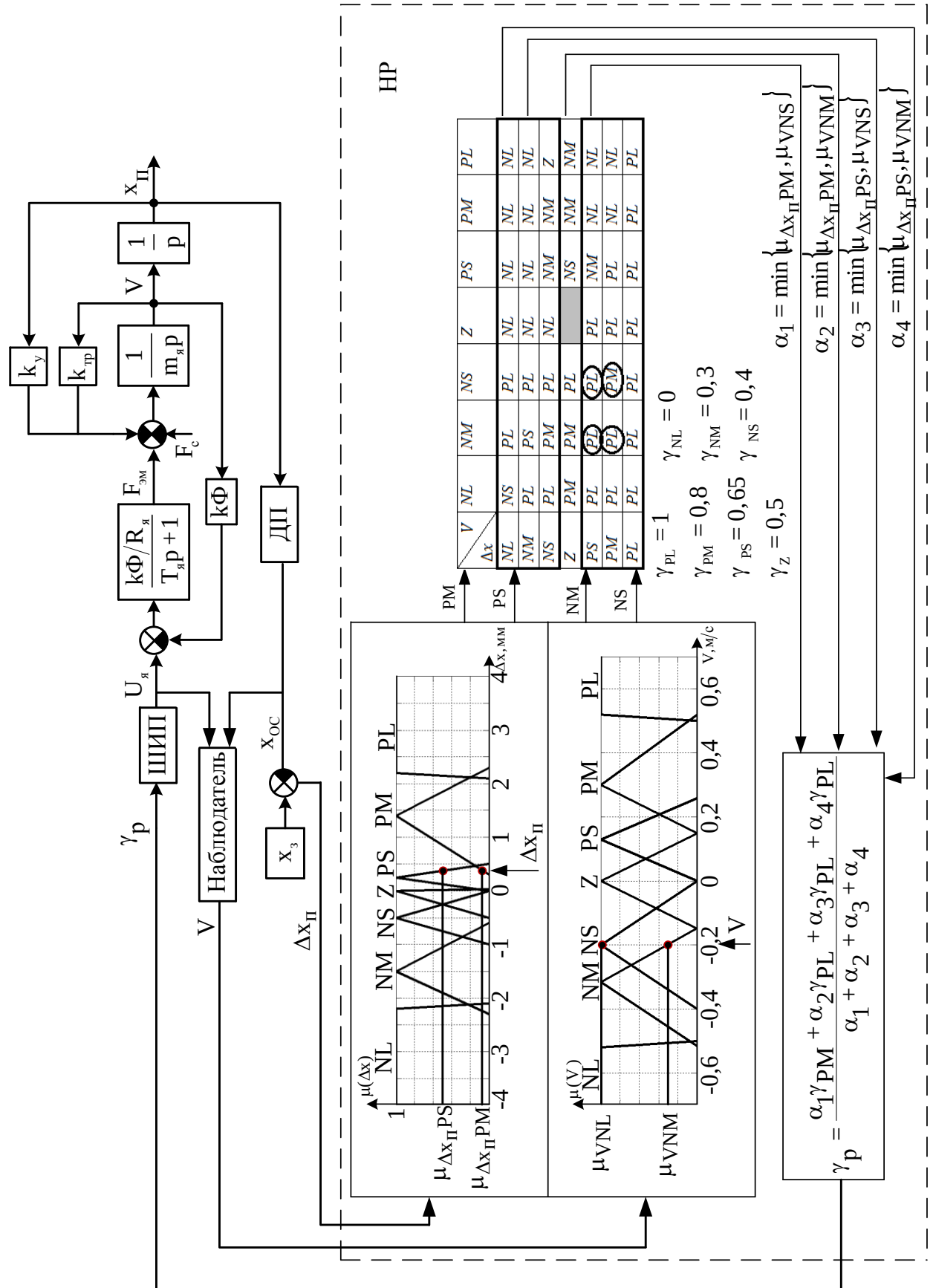


Рис. 5.3. Структурная схема управления положением ЭКВ с НР

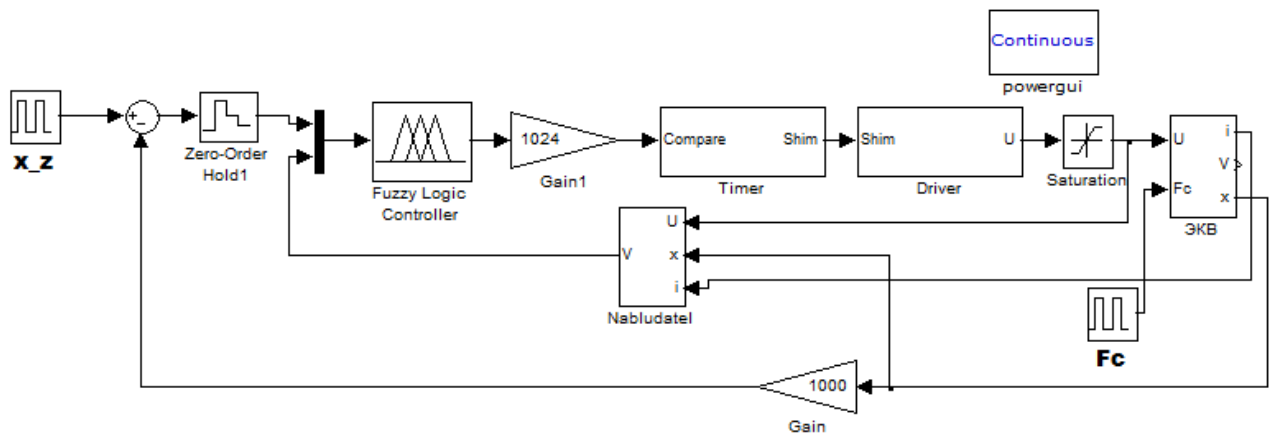


Рис. 5.4. Структурная схема управления положением ЭКВ с НР с учетом практической реализации

Результаты работы системы рис. 5.4 в динамическом и статическом режимах, с учетом действия нагрузки и механического упора, отражены на графиках переходных процессов рис. 5.5.

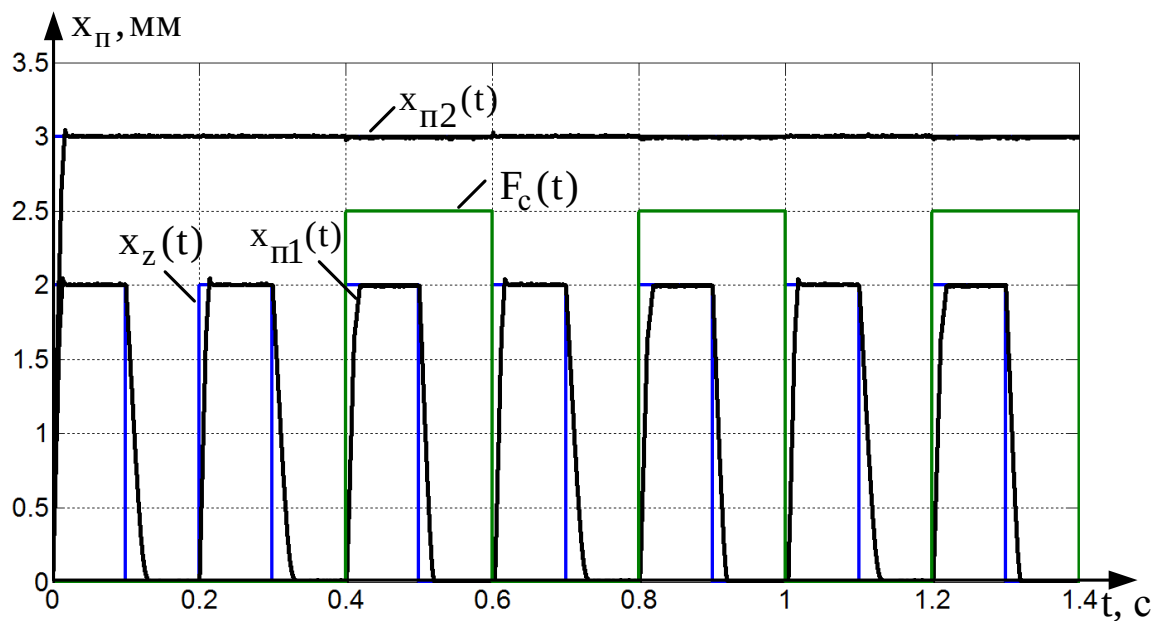


Рис. 5.5. Графики переходных процессов:  $x_{П1}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  при динамическом изменении задания  $x_z(t)$ ,  $x_{П2}(t)$  положения выходного штока ЭКВ под действием силы сопротивления  $F_c(t)$  при постоянном задающем воздействии

На рис. 5.6 отражен результат обработки системой управления различных уставок задания из возможного диапазона перемещения.

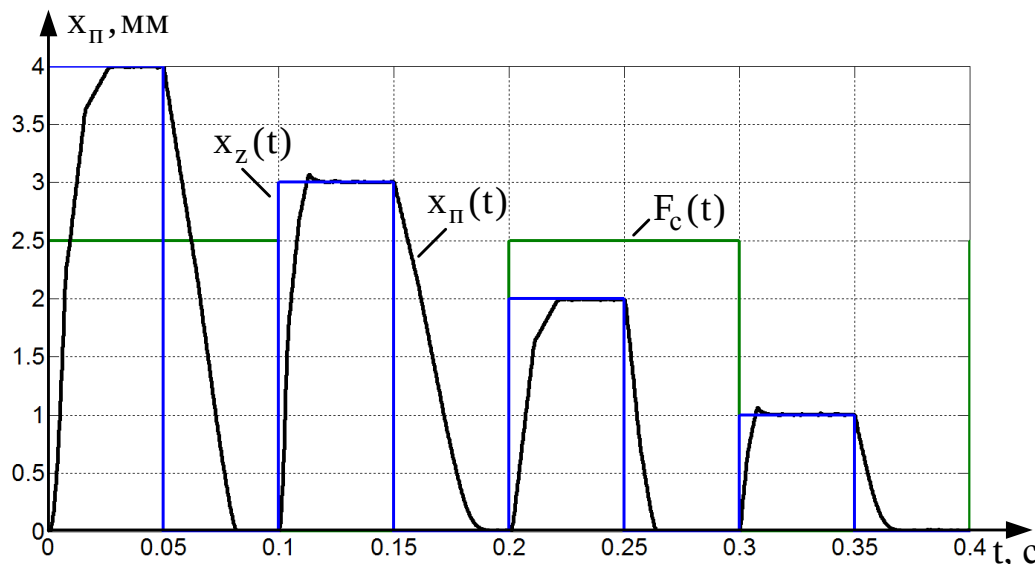


Рис.

5.6. График переходного процесса  $x_{\Pi}(t)$  отработки системой управления различных уставок задания из возможного диапазона перемещения

Представленные графики рис. 5.5 и рис. 5.6 свидетельствуют о высоком качестве регулирования разработанной системы управления (ошибка не более 0,003 мм, время переходного процесса не более 0,025 с) в различных режимах работы. Более того, система сохраняет высокие показатели точности и быстродействия при изменении параметров объекта в пределах (-30...40)% от исходных (рис. 5.7), что является важным фактором для серийного производства устройства.

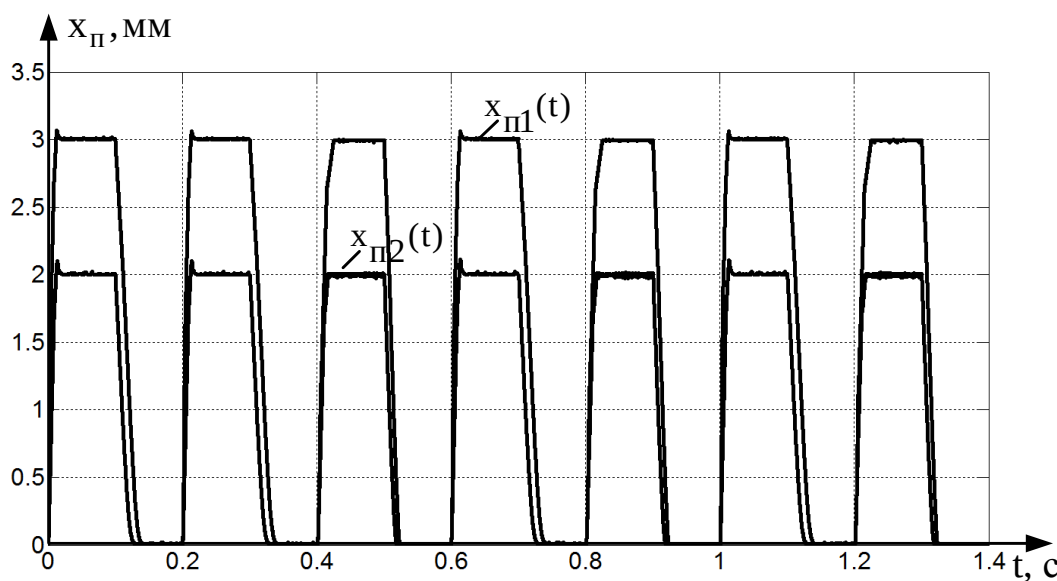


Рис.

5.7. Графики переходных процессов положения выходного штока ЭКВ  $x_{\Pi 1}(t)$  и  $x_{\Pi 2}(t)$  соответственно при снижении параметров объекта на 30% и при увеличении их на 40% при отработке динамического задания соответственно с амплитудой 3 мм и 2 мм

Таким образом, к преимуществам системы управления ЭКВ [48] на базе нечеткой логики относятся:

1. Для реализации НР не требуется математическая модель объекта управления.
2. Разработанная система управления позволяет достичь высоких показателей качества регулирования при различных режимах работы и произвольном характере действия силы сопротивления.
3. Минимальные вычислительные затраты на вычисление нечеткого алгоритма, поскольку главным образом используются логические операции и сравнения.
4. Инвариантность к изменениям параметров объекта в широком диапазоне.

Перечисленные положения позволяют заключить, что нечеткая система управления ЭКВ является оптимальной с точки зрения повышения надежности и безопасности средств реабилитационной техники.

### **5. 3. Устойчивость нечетких систем управления**

Доказательство устойчивости является важным этапом проектирования системы управления как обоснование способности системы сохранять положение равновесия под воздействием внешних возмущений. В общем и целом операции, реализуемые нечеткими регуляторами интерпретируются как сложные нелинейные отображения входных сигналов в выходные, что существенно осложняет рассмотрение вопросов устойчивости подобной системы. Интенсивные исследования в данной области в конце XX века привели к разработке ряда методов для проверки устойчивости нечетких систем [10, 31, 44, 69, 80]. Такие методы как анализ систем в фазовом пространстве, метод описывающей функции, анализ устойчивости с использованием компьютерной модели системы не дают строгого обоснования устойчивости, скорее являясь способом проверки работоспособности системы в определенных заданных условиях. Методы, основанные на теории вход-выходной устойчивости и критерий конусности не гарантируют нулевого значения установившейся ошибки системы и имеют некоторые ограничения в применении, по-

скольку предполагают, что коэффициенты усиления объекта и регулятора максимальны одновременно. Широко известный метод Ляпунова для исследования устойчивости нелинейных систем позволяет получить строгое математическое обоснование устойчивости. Однако в таком случае требуется нахождение так называемой функции Ляпунова, и метод в целом позволяет оценить устойчивость системы для тех секторов области ее рабочих режимов, которые лежат вблизи состояния равновесия. Метод бифуркаций (метод показателей устойчивости и робастности системы) анализирует условия потери устойчивости и требует глубокого теоретического анализа свойств рассматриваемой системы. С точки зрения инженерных расчетов особое место занимают частотные критерии устойчивости (предложены в работах В.М. Попова, Я.З. Цыпкина, В.А. Якубовича и др.), которые позволяют исследовать абсолютную устойчивость системы по частотным характеристикам ее линейной части.

Для систем МИМО типа (с несколькими входами и несколькими выходами) наиболее перспективным является использование теории гиперустойчивости, которая позволяет получить строгое математическое обоснование устойчивости системы с многочисленными точками равновесия, включая секторы, не примыкающие к данным точкам.

#### **5. 4. Применение теории гиперустойчивости для анализа устойчивости нечеткой системы**

Математическая формулировка условий гиперустойчивости представляется следующим образом [71]. Если размерность входного вектора  $u$  совпадает с размерностью выходного вектора  $y$ , а система является полностью управляемой и наблюдаемой, то рассматриваемая система будет гиперустойчивой, если для всех  $u(t)$ , удовлетворяющих интегральному неравенству

$$I = \int_0^t u^T(\tau)y(\tau) \leq \beta_0^2, \quad \forall t > 0, \quad \beta > 0, \quad (5.3)$$

справедливо неравенство

$$\|x(t)\| \leq \beta_0 + \beta_1 \|x(0)\|, \quad \forall t > 0, \quad (5.4)$$





$$G(s) = D(sI - A)^{-1}B = \begin{pmatrix} G_1(s) \\ G_2(s) \end{pmatrix}, \quad (5.5)$$

где  $G_i(s), i = 1 \dots 2$  - компонентные передаточные функции входных координат нечеткого регулятора по управлению:

$$G_1(s) = \frac{V(s)}{u(s)} = \frac{s \cdot c_1}{s^3 + s^2 c_2 + s \cdot c_3 + c_4}, \quad (5.6)$$

$$G_2(s) = \frac{x_{\Pi}(s)}{u(s)} = \frac{c_1}{s^3 + s^2 c_2 + s \cdot c_3 + c_4}, \quad (5.7)$$

где введенные обозначения определяются согласно (4.4).

Переход к дискретной модели непрерывного блока осуществлен с применением аппроксимации методом обратных разностей с учетом экстраполятора нулевого порядка [31, 33, 42] и каждая из компонентных передаточных функций принимает вид:

$$G_1(z) = \frac{c_9 \cdot z^2(z-1)}{z^3 + z^2 c_6 + z \cdot c_7 + c_8}, \quad (5.8)$$

$$G_2(z) = \frac{c_5 \cdot z^3}{z^3 + z^2 c_6 + z \cdot c_7 + c_8}. \quad (5.9)$$

При описании дискретных передаточных функций использованы следующие обозначения:

$$\begin{aligned} c_5 &= \frac{c_1 T^4}{1 + c_2 T + c_3 T^2 + c_4 T^3}, \quad c_6 = \frac{-3 - 2c_2 T}{1 + c_2 T + c_3 T^2 + c_4 T^3}, \\ c_7 &= \frac{3 + c_2 T}{1 + c_2 T + c_3 T^2 + c_4 T^3}, \quad c_8 = \frac{-1}{1 + c_2 T + c_3 T^2 + c_4 T^3}, \\ c_9 &= \frac{c_1 T^3}{1 + c_2 T + c_3 T^2 + c_4 T^3}, \end{aligned} \quad (5.10)$$

где  $T$  – частота дискретизации.

Тогда рассматриваемая система управления с нечетким регулятором может быть приведена в виде следующей структурной схемы (рис. 5.9), позволяющей использовать теорию гиперустойчивости:

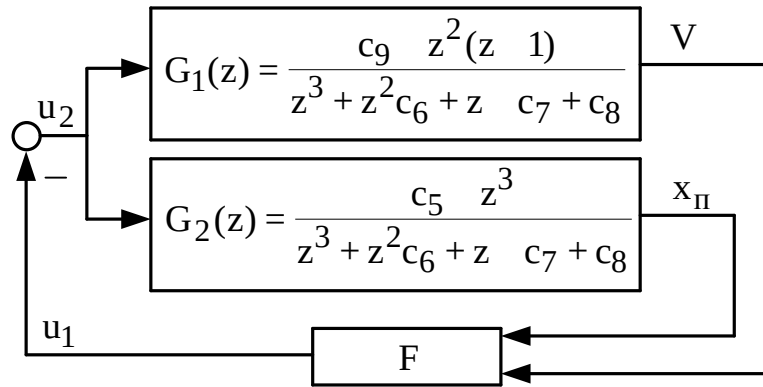


Рис. 5.9. Квазистандартная форма системы управления в дискретном пространстве

Для применения метода гиперустойчивости должен выполняться ряд предварительных требований.

#### 5. 4. 1. Предварительные условия для линейной подсистемы $G(s)$

**Условие PL1:** матрица передаточных функций  $G(z)$  должна быть квадратной, т.е. число входов линейного блока должно совпадать с числом его выходов.

Для удовлетворения условия PL1 вводятся фиктивные сигналы  $N_1 = N_2 = 0$ , показанные на рис. 5.10, к которым можно прикрепить любую передаточную функцию. Тогда для линейного блока можно сформулировать следующее уравнение:

$$\begin{pmatrix} V \\ x_{\Pi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_1(z) & G_2(z) \\ G_2(z) & G_1(z) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{2k} \\ N_{2k} \end{pmatrix}.$$

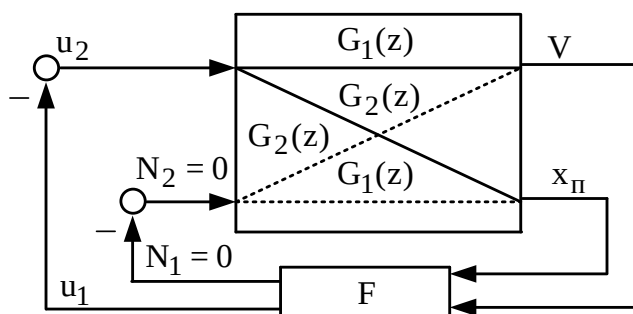


Рис. 5.10. Система управления стандартного вида после введения фиктивных сигналов  $N_1 = N_2 = 0$

**Условие PL2:** линейный блок  $G(z)$  должен быть полностью управляемым и наблюдаемым. Это условие будет проверяться последним, после формирования и проверки остальных условий гиперустойчивости.

**Условие PL3:** полюса всех компонентных передаточных функций  $G_{ij}(z)$  должны быть устойчивы.

Поскольку знаменатели передаточных функций  $G_1(z)$  и  $G_2(z)$  идентичны, то их полюса определяются решением уравнения:

$$z^3 + z^2 c_6 + z \cdot c_7 + c_8 = 0. \quad (5.11)$$

По формуле Кардано корни кубического уравнения (5.11) определяются следующими выражениями:

$$z_1 = \alpha_1 + \beta_1 - c_6/3, \quad z_{2,3} = -\frac{\alpha_1 + \beta_1}{2} \pm i\sqrt{3} \frac{\alpha_1 + \beta_1}{2} - c_6/3, \quad (5.12)$$

$$\text{где} \quad \alpha_1 = \sqrt[3]{-q_1/2 + \sqrt{Q_1}}, \quad \beta_1 = \sqrt[3]{-q_1/2 - \sqrt{Q_1}}, \quad Q_1 = q_1^2/4 + p_1^3/27,$$

$$p_1 = c_7 - c_6^2/3, \quad q_1 = 2c_6^3/27 - c_6 c_7/3 + c_8.$$

Для принятых параметров ЭКВ полюса передаточных функций принимают следующие значения:  $z_1 = 1$ ,  $z_2 = 0,452$ ,  $z_3 = 0,939$ . Очевидно, что полюс  $z_1$  располагается на границе области устойчивости системы и условие PL3 не выполняется. По этой причине для стабилизации системы вводятся фиктивные степени свободы  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ,  $r_4$  и представляются в форме контуров обратной связи для линейного блока и параллельных связей, охватывающих нелинейную подсистему, для взаимной компенсации (рис. 5.11). Следует отметить, что для рассматриваемой системы использование меньшего числа степеней свободы не приводит к доказательству гиперустойчивости.

На рис. 5.11 в структурную схему введены дополнительно степени свободы  $d_1$  и  $d_2$  для доказательства последующих условий гиперустойчивости, требующих, чтобы вещественные части передаточных функций были положительно определенными. Тогда согласно рис. 5.11, введение фиктивных степеней свободы преобразует  $G_1(z)$  и  $G_2(z)$  к виду:

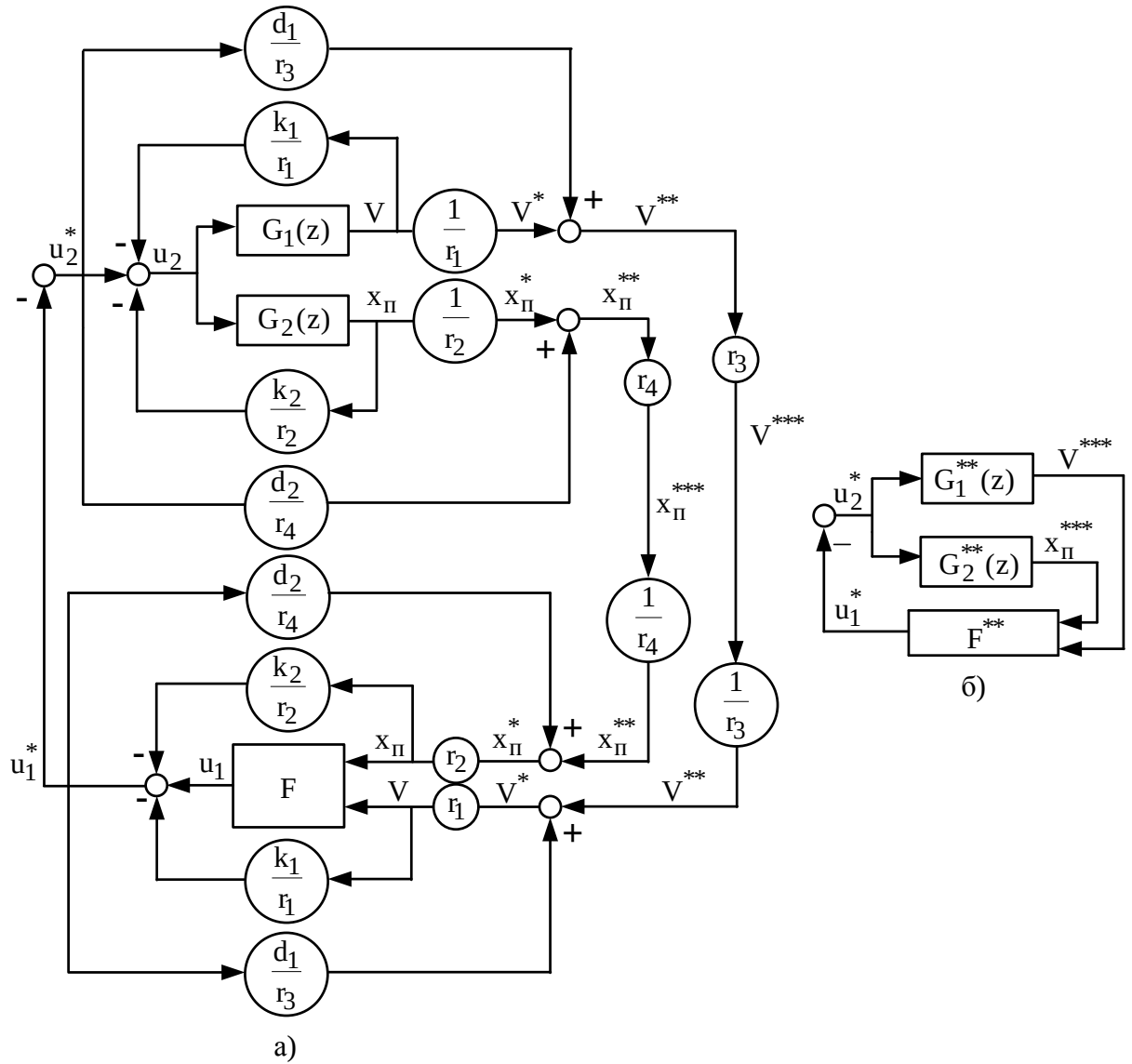


Рис. 5.11. Система управления после введения в нее фиктивных степеней свободы (а) и свернутая схема для нее (б)

$$G_1^{**}(z) = \frac{(r_3/r_1)G_1(z)}{1 + (k_1/r_1)G_1(z) + (k_2/r_2)G_2(z)} + d_1, \quad (5.13)$$

$$G_2^{**}(z) = \frac{(r_4/r_2)G_1(z)}{1 + (k_1/r_1)G_1(z) + (k_2/r_2)G_2(z)} + d_2 \quad (5.14)$$

или

$$G_1^{**}(z) = \frac{(r_3/r_1) \cdot c_9 \cdot z^2(z-1)}{z^3(1 + c_9(k_1/r_1) + c_5(k_2/r_2)) + z^2(c_6 - 9(k_1/r_1)) + z \cdot c_7 + c_8} + d_1, \quad (5.15)$$

$$G_2^{**}(z) = \frac{(r_4/r_2) \cdot c_5 \cdot z^3}{z^3(1 + c_9(k_1/r_1) + c_5(k_2/r_2)) + z^2(c_6 - 9(k_1/r_1)) + z \cdot c_7 + c_8} + d_2. \quad (5.16)$$

Анализ устойчивости полюсов полученных передаточных функций можно выполнить согласно критерию Гурвица [34, 35, 89], если выполнить преобразование единичной окружности комплексной плоскости  $z$  в правую полуплоскость комплексной плоскости  $w$ :

$$f(w) = z^3(1 + c_9(k_1/r_1) + c_5(k_2/r_2)) + z^2(c_6 - c_9(k_1/r_1)) + z \cdot c_7 + c_8 \Big|_{z=\frac{1+w}{1-w}} =$$

$$= w^3(m_1 - m_2 + c_7 - c_8) + w^2(3m_1 - m_2 - c_7 + 3c_8) + w(3m_1 + m_2 - c_7 - 3c_8) +$$

$$+ (m_1 + m_2 + c_7 + c_8), \quad (5.17)$$

где  $m_1 = 1 + c_9(k_1/r_1) + c_5(k_2/r_2)$ ,  $m_2 = c_6 - c_9(k_1/r_1)$ .

Тогда требование устойчивости полюсов передаточных функций  $G_1^{**}(z)$  и  $G_2^{**}(z)$  можно выразить в виде ряда условий в соответствии с алгебраическим критерием Гурвица:

$$m_1 - m_2 + c_7 - c_8 > 0, \quad (5.18)$$

$$3m_1 - m_2 - c_7 + 3c_8 > 0, \quad (5.19)$$

$$8(m_1^2 - c_7m_1 - c_8^2 + c_8m_2) > 0, \quad (5.20)$$

$$(3m_1 - m_2 - c_7 + 3c_8)(3m_1 + m_2 - c_7 - 3c_8)(m_1 + m_2 + c_7 + c_8) -$$

$$- (m_1 + m_2 + c_7 + c_8)^3(m_1 - m_2 + c_7 - c_8) > 0. \quad (5.21)$$

Таким образом, выбор значений степеней свободы  $k_1, k_2, r_1, r_2, r_3, r_4$ , удовлетворяющих обозначенным условиям, будет гарантировать устойчивость полюсов передаточных функций.

**Условие PL4:** порядок числителя каждой из компонентных передаточных функций не может превышать порядка знаменателя. Данное условие выполняется.

#### 5. 4. 2. Предварительные условия для нелинейного блока $F^{**}$

**Условие PN1:** нелинейный блок должен представлять однозначное отображение пространства входных переменных в пространство выходных сигналов.

На рис. 5.12 изображена поверхность, полученная как результат вход-выходных отображений, реализуемых первичным нелинейным блоком  $F$ , представляющим работу разработанного нечеткого регулятора.

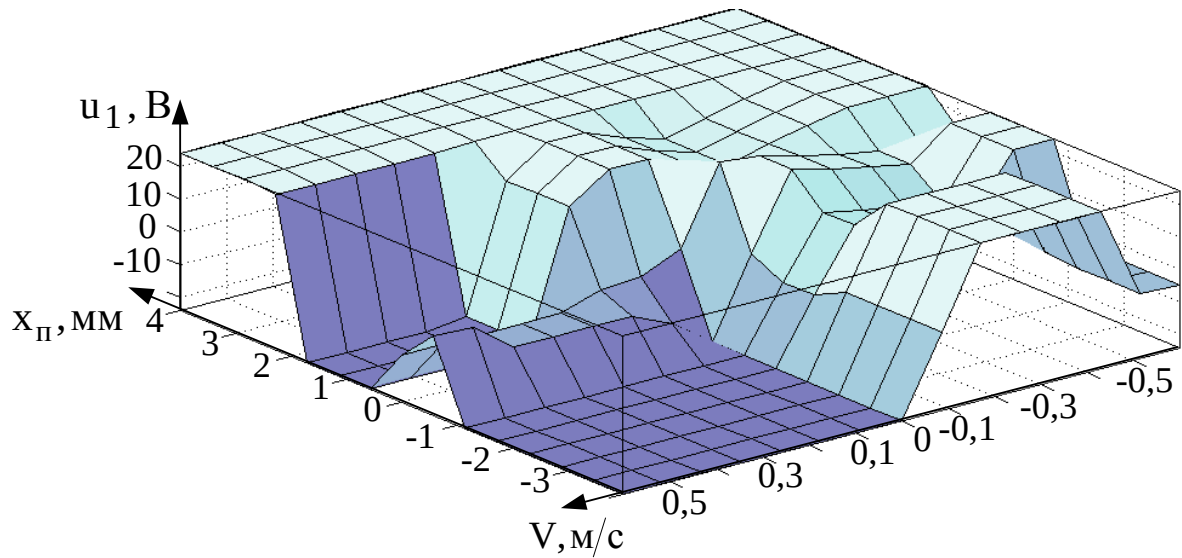


Рис. 5.12. Поверхность, представляющая отображение входов в выходы, реализуемое первичной нелинейной частью  $F$

Очевидно, что каждой паре входных координат блока  $F$  соответствует единственное значение выходного сигнала, а наличие фиктивных степеней свободы связывает вторичный и первичный нелинейные блоки следующим соотношением:

$$u_1^* = u_1 - \frac{k_1}{r_1} V - \frac{k_2}{r_2} x_{\text{п}}, \quad (5.22)$$

Следовательно, нелинейный блок  $F^{**}$  реализует однозначное отображение.

**Условие PN2:** отображение, осуществляемое нелинейным блоком, должно удовлетворять условию обнуления ( $F^{**}(0) = 0$ ).

Данное условие выполняется для нелинейного блока  $F$  согласно алгоритму нечеткой логики, изложенному в п. 5.2, тогда с учетом выражения (5.22), при  $V = 0$  и  $x_{\text{п}} = 0$  условие обнуления выполняется также и для нелинейного блока  $F^{**}$ .

### 5. 4. 3. Исследование основных условий гиперустойчивости системы

**Основное условие ML** для линейного блока: дискретный линейный блок должен быть строго положительно вещественным. Данное условие разделяется на следующие две более простые компоненты.

**Условие ML1:** среди полюсов всех компонентных передаточных функций отсутствуют неустойчивые полюса. Если значения фиктивных степеней свободы удовлетворяют неравенствам (5.18) - (5.21), то условие ML1 выполняется.

**Условие ML2:** матрица вида  $H(j\omega) = 0,5[G(e^{j\omega}) + G^T(e^{-j\omega})]$  должна быть положительно определенной эрмитовой для всех  $\omega > 0$ .

Выполнение подстановки  $z = e^{j\omega T} = \cos(\omega T) + j\sin(\omega T)$  в передаточные функции линейного блока и разделение их на действительную и мнимую части приводит к следующим выражениям:

$$G_1^{**}(e^{j\omega T}) = \frac{(Re_1^* + d_1) + jIm_1^*}{M^*} = \frac{Re_1^{**} + jIm_1^*}{M^*}, \quad (5.23)$$

$$G_2^{**}(e^{j\omega T}) = \frac{(Re_2^* + d_2) + jIm_2^*}{M^*} = \frac{Re_2^{**} + jIm_2^*}{M^*}. \quad (5.24)$$

Здесь элементы  $Re_i^{**}$ ,  $jIm_i^*$  ( $i=1, 2$ ) и  $M^*$  определяются соотношениями вида:

$$\begin{aligned} Re_1^{**} = & \sin^2(\omega T)\cos^4(\omega T)\left(3m_1^2d_1 + 3m_1c_9\frac{r_3}{r_1}\right) + \cos^5(\omega T)\left(-c_9m_1 + c_9m_2\frac{r_3}{r_1} + \right. \\ & \left. + 2m_1m_2d_1\right) + \sin^2(\omega T)\cos^3(\omega T)\left(2m_2c_9 - 2m_1c_9\frac{r_3}{r_1} + 4m_1m_2d_1\right) + \\ & + \cos^4(\omega T)\left(c_7c_9\frac{r_3}{r_1} - m_2c_9\frac{r_3}{r_1} + 2m_1c_7d_1 + m_2^2d_1\right) + \sin^4(\omega T)\cos^2(\omega T)\left(3m_1^2d_1 + \right. \\ & \left. + 3m_1c_9\frac{r_3}{r_1}\right) + \cos^3(\omega T)\left(c_8c_9\frac{r_3}{r_1} - c_7c_9\frac{r_3}{r_1} + 2m_1c_8d_1 + 2m_2c_7d_1\right) + \\ & \sin^2(\omega T)\cos(\omega T)\left(2m_2c_7d_1 - 6m_1c_8d_1 - c_7c_9\frac{r_3}{r_1} - 3c_8c_9\frac{r_3}{r_1} + \sin^6(\omega T) + \right. \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
& + \cos^6(\omega T) \left( m_1 c_9 \frac{r_3}{r_1} + m_1^2 d_1 \right) + \sin^2(\omega T) \cos^2(\omega T) \left( 2m_2^2 d_1 - 2m_2 c_9 \frac{r_3}{r_1} \right) + \\
& + \cos^2(\omega T) \left( 2m_2 c_8 d_1 + c_7^2 d_1 - c_8 c_9 \frac{r_3}{r_1} \right) + \sin^2(\omega T) \left( c_7^2 d_1 - 2m_2 c_8 d_1 + c_8 c_9 \frac{r_3}{r_1} \right) + \\
& + \sin^4(\omega T) \cos(\omega T) \left( m_2 c_9 \frac{r_3}{r_1} - m_1 c_9 \frac{r_3}{r_1} + 2m_1 m_2 d_1 \right) + 2 \cos(\omega T) c_7 c_8 d_1 + c_8^2 d_1 + \\
& + \sin^4(\omega T) \left( -c_7 c_9 \frac{r_3}{r_1} - m_2 c_9 \frac{r_3}{r_1} - 2m_1 c_7 d_1 + m_2^2 d_1 \right), \quad (5.25)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{Re}_2^{**} = & \cos^5(\omega T) \left( c_5 \frac{r_4}{r_2} + 2m_1 d_2 \right) + \cos^4(\omega T) \left( c_5 c_7 \frac{r_4}{r_2} + 2m_1 d_2 c_7 + m_2^2 d_2 \right) + \\
& + 2 \cos(\omega T) c_7 d_2 c_8 + c_8^2 d_2 + 3 \sin^2(\omega T) \cos^4(\omega T) \left( m_1^2 d_2 + m_1 c_5 \frac{r_4}{r_2} \right) + \\
& + \sin^2(\omega T) \cos^3(\omega T) \left( 2m_2 c_5 \frac{r_4}{r_2} + 4m_1 m_2 d_2 \right) + \sin^2(\omega T) \cos^2(\omega T) (2m_2^2 d_2) + \\
& + 3 \sin^4(\omega T) \cos^2(\omega T) \left( m_1^2 d_2 + m_1 c_5 \frac{r_4}{r_2} \right) + d_2 \sin^2(\omega T) (c_7^2 - 2m_2 c_8) + \\
& + \sin^2(\omega T) \cos(\omega T) \left( 2c_7 m_2 d_2 - 6c_8 m_1 d_2 - 3c_8 c_5 \frac{r_4}{r_2} \right) + d_2 \cos^2(\omega T) (c_7^2 + 2m_2 c_8) + \\
& + \sin^4(\omega T) \left( m_2^2 d_2 - c_7 c_5 \frac{r_4}{r_2} - 2m_1 d_2 c_7 \right) + \left( m_1^2 d_2 + m_1 c_5 \frac{r_4}{r_2} \right) (\sin^6(\omega T) + \\
& + \cos^6(\omega T)) + \sin^4(\omega T) \cos(\omega T) \left( 2m_1 m_2 d_2 + 2m_2 c_5 \frac{r_4}{r_2} \right) + \\
& + \cos^3(\omega T) \left( c_8 c_5 \frac{r_4}{r_2} + 2m_1 d_2 c_8 + 2m_2 d_2 c_7 \right), \quad (5.26)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{Im}_1^* = & c_9 \frac{r_3}{r_1} \left( 3 \sin(\omega T) \cos^5(\omega T) m_1 + \sin(\omega T) \cos^4(\omega T) (m_1 + m_2) + \right. \\
& + 2 \sin(\omega T)^3 \cos^2(\omega T) (m_1 + m_2) + 2 \sin(\omega T) \cos^3(\omega T) c_7 + 2 \sin(\omega T)^3 \cos(\omega T) c_7 + \\
& + \sin(\omega T)^5 (m_1 + m_2) + \sin(\omega T) \cos^2(\omega T) (3c_8 + c_7 - 3m_1) + \sin(\omega T)^3 (-c_8 - c_7) + \\
& \left. + 2 \sin(\omega T) \cos(\omega T) (-c_8 - c_7) \right), \quad (5.27)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{Im}_2^* &= c_5 \frac{r_4}{r_2} \left( \sin(\omega T) \cos^4(\omega T) m_2 + 2 \sin^3(\omega T) \cos^2(\omega T) m_2 - \sin(\omega T)^3 c_8 + \right. \\
&\quad \left. + 2 \sin(\omega T)^3 \cos(\omega T) c_7 + 3 \sin(\omega T) \cos^2(\omega T) c_8 \right), \\
M^* &= \left( \cos^3(\omega T) m_1 - 3 \cos(\omega T) \sin^2(\omega T) m_1 + \cos^2(\omega T) m_2 - \sin^2(\omega T) m_2 + \right. \\
&\quad \left. + \cos(\omega T) c_7 + c_8 \right)^2 + \left( 3 \sin(\omega T) \cos^2(\omega T) m_1 + 2 \sin(\omega T) \cos(\omega T) m_2 - \right. \\
&\quad \left. - \sin^3(\omega T) m_1 + \sin(\omega T) c_7 \right)^2. \tag{5.28}
\end{aligned}$$

Из свойств тригонометрических функций ( $\cos \varphi = \cos(-\varphi)$  и  $\sin \varphi = -\sin(-\varphi)$ ) и из анализа выражений (5.25) – (5.28), можно заключить:

$$\text{Re}_i^{**}(e^{j\omega T}) = \text{Re}_i^{**}(e^{-j\omega T}), \tag{5.29}$$

$$\text{Im}_i^{**}(e^{j\omega T}) = -\text{Im}_i^{**}(e^{-j\omega T}). \tag{5.30}$$

Тогда можно вычислить матрицу  $H(j\omega)$ :

$$\begin{aligned}
H(j\omega) &= 0,5 \left[ G^{**}(e^{j\omega T}) + G^{**}(e^{-j\omega T}) \right] = \\
&= \frac{0,5}{M^*} \begin{bmatrix} \text{Re}_1^{**} + j \text{Im}_1^* & \text{Re}_2^{**} + j \text{Im}_2^* \\ \text{Re}_2^{**} + j \text{Im}_2^* & \text{Re}_1^{**} + j \text{Im}_1^* \end{bmatrix} + \frac{0,5}{M^*} \begin{bmatrix} \text{Re}_1^{**} - j \text{Im}_1^* & \text{Re}_2^{**} - j \text{Im}_2^* \\ \text{Re}_2^{**} - j \text{Im}_2^* & \text{Re}_1^{**} - j \text{Im}_1^* \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} \text{Re}_1^{**}/M^* & \text{Re}_2^{**}/M^* \\ \text{Re}_2^{**}/M^* & \text{Re}_1^{**}/M^* \end{bmatrix}. \tag{5.31}
\end{aligned}$$

Как следует из (5.29) - (5.30),  $\text{Re}_1^{**}$  и  $\text{Re}_2^{**}$  представляют собой четные функции угла  $\omega T$ , знаменатель  $M^*$  (5.28) как сумма квадратов принимает только положительные значения, тогда:

$$H(\omega T) = H^T(-\omega T), \tag{5.32}$$

следовательно, матрица  $H(\omega T)$  является эрмитовой.

Для положительной определенности матрицы  $H(\omega T)$ , согласно критерию Сильвестра, должны выполняться условия:

$$\text{Re}_1^{**}/M^* > 0, \tag{5.33}$$

$$\left( \text{Re}_1^{**}/M^* \right)^2 - \left( \text{Re}_2^{**}/M^* \right)^2 > 0. \tag{5.34}$$

Второе условие можно заменить на два более простых неравенства, а учитывая положительность  $M^*$ , окончательно можно сформулировать следующие три условия для положительной определенности матрицы:

$$\operatorname{Re}_1^{**} > 0, \forall \omega \geq 0, \quad (5.35)$$

$$\operatorname{Re}_1^{**} + \operatorname{Re}_2^{**} > 0, \forall \omega \geq 0, \quad (5.36)$$

$$\operatorname{Re}_1^{**} - \operatorname{Re}_2^{**} > 0, \forall \omega \geq 0. \quad (5.37)$$

Непосредственное выполнение поставленных условий является затруднительным, поскольку  $\operatorname{Re}_i^{**}$  представляют собой сложные функции, зависящие от введенных степеней свободы. Однако, принимая во внимание, что область изменения аргументов  $\operatorname{Re}_i^{**}$  в тригонометрической форме ограничена диапазоном  $[-1, 1]$ , то условия (5.35) - (5.37) могут быть проверены для набора точек с некоторым шагом изменения значений в заданной области. Так, если разбить диапазон изменения аргумента на 17 точек с плотностью 0,125, т.е. принять, что тригонометрические функции принимают значение  $-1; -0,875; -0,75; -0,625 \dots 1$ , и организовать проверку выражений (5.35) - (5.37) для каждой из точек, это приведет к появлению 51 условия, которые гарантируют, что можно принять, что матрица  $N(\omega T)$  является положительно определенной.

**Основное условие MN для нелинейного блока:** нелинейная часть должна удовлетворять интегральному неравенству Попова (5.3), которое для дискретной системы трансформируется в условие в форме суммы Попова:

$$\sum_{k=0}^{k_1} v_k^T y_k \geq -\beta_0^2, \forall k_1 > 0. \quad (5.38)$$

С практической точки зрения для анализа нелинейного блока принято использование вторичного условия Попова, которое для системы с введенными степенями свободы, может быть записано в виде:

$$v_k^{*T} y_k^* = \sum_{i=1}^p v_{ik}^* y_{ik}^* \geq 0, \forall k > 0, \quad (5.39)$$

где  $v_k^*$  - вектор выходов нелинейного блока,  $y_k^*$  - вектор входов нелинейного блока:

$$v_k^* = \begin{bmatrix} N_1^* \\ u_1^* \end{bmatrix}, y_k^* = \begin{bmatrix} V^{***} \\ x_{\Pi}^{***} \end{bmatrix}. \quad (5.40)$$

Учитывая, что  $N_1^* = 0$ , условие Попова примет вид:

$$f = u_1^* \cdot x_{\Pi}^{***} \geq 0. \quad (5.41)$$

На основе рис. 5.11 получим соотношения, позволяющие привести условие Попова к пространству первичной системы:

$$u_1^* = u_1 - \frac{k_1}{r_1} V - \frac{k_2}{r_2} x_{\Pi}, \quad (5.42)$$

$$x_{\Pi}^{***} = \frac{r_4}{r_2} x_{\Pi} - d_2 u_1^*. \quad (5.43)$$

Тогда условие (5.41) в зависимости от исходных координат системы формируется как:

$$f = \frac{r_4}{r_2} x_{\Pi} \left( u_1 - \frac{k_1}{r_1} V - \frac{k_2}{r_2} x_{\Pi} \right) - d_2 \left( u_1 - \frac{k_1}{r_1} V - \frac{k_2}{r_2} x_{\Pi} \right)^2 \geq 0. \quad (5.44)$$

Из рис. 5.12 очевидно, что  $u_1$  зависит от рабочего сектора входного пространства рассматриваемого нелинейного блока. Следовательно, условие Попова (5.44) требуется исследовать для каждого сектора. Данное исследование можно приближенно ограничить проверкой условия (5.44) для некоторого числа точек, характеризующих каждый из секторов.

**Условие PL3.** Если передаточные функции линейного блока представить в виде:

$$G_1^{**}(z) = \frac{a_1}{z - z_1} + \frac{a_2}{z - z_2} + \frac{a_3}{z - z_3} + d_1, \quad (5.45)$$

$$G_2^{**}(z) = \frac{a_3}{z - z_1} + \frac{a_4}{z - z_2} + \frac{a_5}{z - z_3} + d_2. \quad (5.46)$$

Очевидно, что напряжение  $u_1$  выхода нечеткого регулятора воздействует на все компоненты вектора состояний системы, тогда матрица управляемости может быть определена как:

$$S = \begin{pmatrix} 1 & z_1 & z_1^2 \\ 1 & z_2 & z_2^2 \\ 1 & z_3 & z_3^2 \end{pmatrix}, \quad (5.47)$$

Матрицу наблюдаемости  $O_1$  для выхода  $V^{***}$  можно записать в виде:

$$O_1 = \begin{pmatrix} a_1 & a_1 z_1 & a_1 z_1^2 \\ a_2 & a_2 z_2 & a_2 z_2^2 \\ a_3 & a_3 z_3 & a_3 z_3^2 \end{pmatrix}. \quad (5.48)$$

Таким образом, система будет управляемой только тогда, когда матрица  $S$  имеет максимальный ранг, равный порядку системы  $n$ , и будет наблюдаемой, если ранг матрицы  $O_1$  также равен  $n$ . Следует отметить, что наблюдаемость системы может быть проверена аналогичным образом и относительно выхода системы  $x_{\Pi}^{***}$ .

Согласно принятым допущениям, фиктивный выход регулятора  $u_2 = 0$ , соответственно не может воздействовать на выходы линейного блока, и, хотя формально можно установить управляемость и наблюдаемость подсистемы с выходом  $u_2$ , это не является необходимым требованием.

#### **5. 4. 4. Численная проверка условий гиперустойчивости для ЭКВ с принятыми параметрами**

Численной проверке подлежат условия PL2, PL3, ML2, MN, поскольку выполнение требований PL1, PL4, PN1, PN2, ML1 было аналитически установлено ранее и не нуждается в дополнительном доказательстве.

Для объекта с принятыми параметрами установлено, что один из возможных наборов значений фиктивных степеней свободы, удовлетворяющих всем введенным требованиям, принимает вид:

$$k_1 = -1,5, \quad k_2 = 5300, \quad r_1 = 1 \cdot 10^{-7}, \quad r_2 = 1 \cdot 10^{-7}, \quad r_3 = 1 \cdot 10^{-4}, \quad r_4 = 1 \cdot 10^{-4},$$

$$d_1 = 0,186, \quad d_2 = -0,141.$$

Тогда передаточные функции линейного блока для рассматриваемого ЭКВ при частоте дискретизации  $T=0,0005$  с согласно (5.13) и (5.14) в численном виде определяются как:

$$G_1^{**}(z) = \frac{0,0016 - z^2(z-1)}{19,342z^3 + 21,531z^2 + 1,818z - 0,425} + 0,186,$$

$$G_2^{**}(z) = \frac{7,957 \cdot 10^{-3} \cdot z^3}{19,342z^3 + 21,531z^2 + 1,818z - 0,425} - 0,141.$$

**PL3:** Выполнение условий (5.18) – (5.21) согласно алгебраическому критерию Гурвица при заданных значениях степеней свободы:

$$m_1 - m_2 + c_7 - c_8 = 0,054 > 0,$$

$$3m_1 - m_2 - c_7 + 3c_8 = 34,25 > 0,$$

$$8(m_1^2 - c_7m_1 - c_8^2 + c_8m_2) = 2704 > 0,$$

$$(3m_1 - m_2 - c_7 + 3c_8)(3m_1 + m_2 - c_7 - 3c_8)(m_1 + m_2 + c_7 + c_8) -$$

$$(m_1 + m_2 + c_7 + c_8)^3(m_1 - m_2 + c_7 - c_8) = 114300 > 0.$$

приводит к тому, что полюса скорректированных передаточных функций принимают значения  $z_1 = 0,101$ ,  $z_2 = -0,996$ ,  $z_3 = -0,218$ . Очевидно, что все полюса располагаются внутри области единичного круга  $|z| = 1$ , что свидетельствует об их устойчивости и выполнении условия PL3.

**PL2:** Матрицы управляемости и наблюдаемости объекта по условию PL2 рассчитывались согласно соотношениям (5.47) и (5.48):

$$S = \begin{pmatrix} 1 & 0,101 & 0,01 \\ 1 & -0,996 & 0,993 \\ 1 & -0,218 & 0,047 \end{pmatrix}, \quad O_1 = \begin{pmatrix} -0,0009 & 0,101 & 0,01 \\ -0,038 & -0,997 & 0,993 \\ 0,006 & -0,218 & 0,047 \end{pmatrix}$$

Поскольку  $\text{rank}(S)=3=n$  и  $\text{rank}(O_1)=3=n$ , то рассматриваемая система является полностью управляемой и наблюдаемой и условие PL2 удовлетворяется.

**ML2:** Проверка условия ML2 выполнялась численным методом путем формирования 51 неравенства, которые получены при подстановке в базовые условия (5.35) – (5.37) значений  $\omega T$  в пределах диапазона изменения тригонометрических функций  $[-1,1]$ . Выполнение требования положительной определенности матрицы  $H(\omega T)$  отражено графически на рис. 5.13, который свидетельствует о том, что функции  $Re_1^{**} = f(\omega T)$ ,  $Re_1^{**} + Re_2^{**} = f(\omega T)$ ,  $Re_1^{**} - Re_2^{**} = f(\omega T)$  принимают только положительные значения и, следовательно, условие ML2 удовлетворяется.

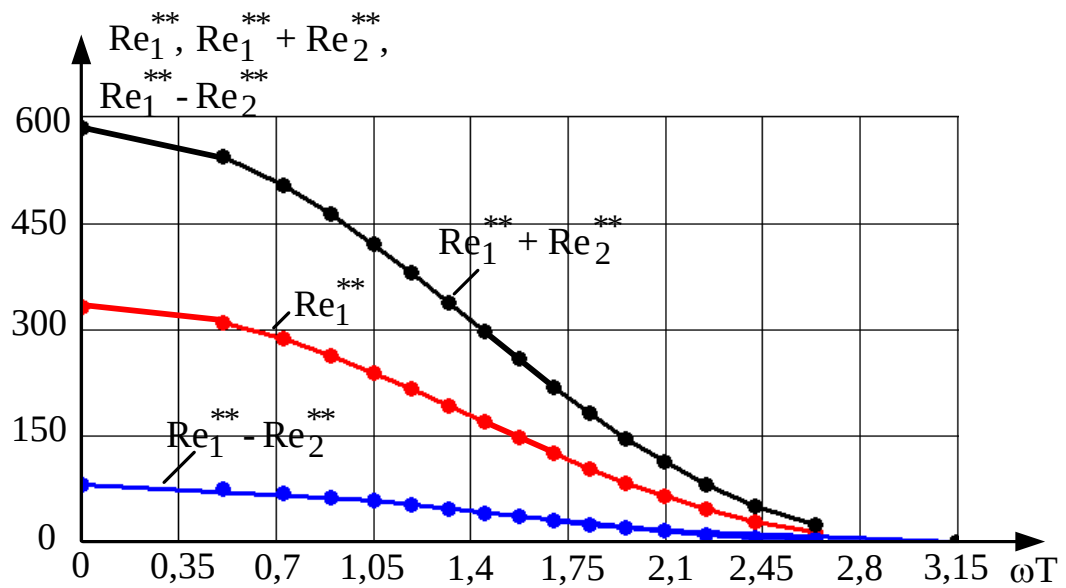


Рис. 5.13. Функции  $Re_1^{**} = f(\omega T)$ ,  $Re_1^{**} + Re_2^{**} = f(\omega T)$ ,  $Re_1^{**} - Re_2^{**} = f(\omega T)$

**MN:** Проверка условия MN выполнялась для 49 точек, относительно равномерно покрывающих все секторы пространства входных переменных (рис. 5.14).

Результат оценки условия Попова для выбранных точек сведен в табл.5.3.

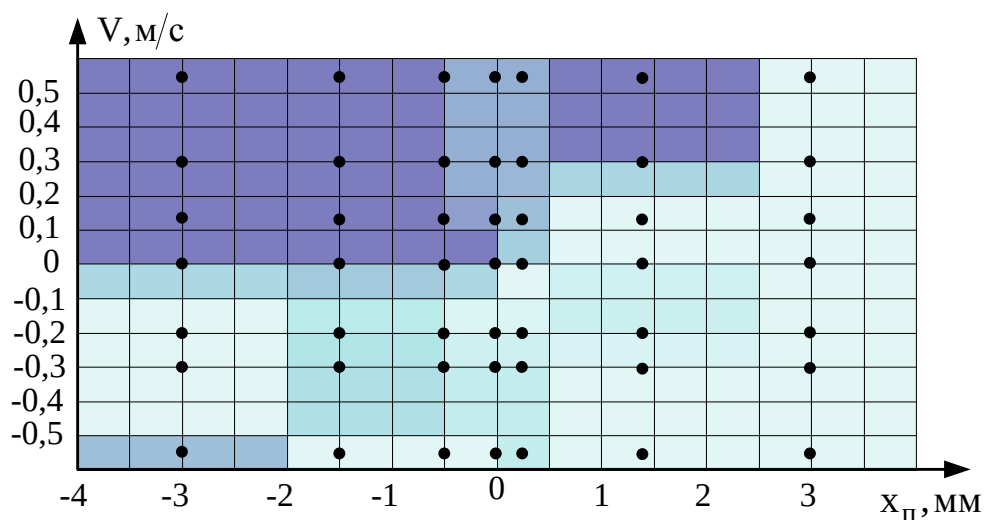


Рис. 5.14. Пространство входных переменных нечеткого регулятора с отмеченными точками для проверки условия Попова

Таблица 5.3

Оценка условия Попова

| № точки | V, м/с | $x_{\text{П}}$ , мм | $u_1$ , В | Условие Попова $f$    |
|---------|--------|---------------------|-----------|-----------------------|
| 1       | -0,55  | -3                  | -4,8      | $3,564 \cdot 10^{21}$ |
| 2       | -0,3   | -3                  | 24        | $8,91 \cdot 10^{20}$  |
| 3       | -0,2   | -3                  | 24        | $9,896 \cdot 10^{19}$ |
| 4       | 0      | -3                  | 15,8      | $3,602 \cdot 10^{17}$ |
| 5       | 0,13   | -3                  | 24        | $2,479 \cdot 10^{19}$ |
| 6       | 0,3    | -3                  | 24        | $7,765 \cdot 10^{20}$ |
| 7       | 0,55   | -3                  | 24        | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 8       | -0,55  | -1,5                | 24        | $3,564 \cdot 10^{21}$ |
| 9       | -0,3   | -1,5                | 13,2      | $8,911 \cdot 10^{20}$ |
| 10      | -0,2   | -1,5                | 17,8      | $9,898 \cdot 10^{19}$ |
| 11      | 0      | -1,5                | 18,72     | $3,585 \cdot 10^{17}$ |
| 12      | 0,13   | -1,5                | 24        | $2,477 \cdot 10^{19}$ |
| 13      | 0,3    | -1,5                | 20,6      | $7,764 \cdot 10^{20}$ |
| 14      | 0,55   | -1,5                | 24        | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 15      | -0,55  | -0,5                | 24        | $3,564 \cdot 10^{21}$ |
| 16      | -0,3   | -0,5                | 20,016    | $8,911 \cdot 10^{20}$ |
| 17      | -0,2   | -0,5                | 21,7      | $9,899 \cdot 10^{19}$ |
| 18      | 0      | -0,5                | 22,032    | $3,578 \cdot 10^{17}$ |



Продолжение таблицы 5.3

|    |       |      |         |                       |
|----|-------|------|---------|-----------------------|
| 19 | 0,13  | -0,5 | 24      | $2,477 \cdot 10^{19}$ |
| 20 | 0,3   | -0,5 | 16,7    | $7,764 \cdot 10^{20}$ |
| 21 | 0,55  | -0,5 | 24      | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 22 | -0,55 | 0,03 | -24     | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 23 | -0,3  | 0,03 | -24     | $8,912 \cdot 10^{20}$ |
| 24 | -0,2  | 0,03 | -24     | $9,902 \cdot 10^{19}$ |
| 25 | 0     | 0,03 | 24      | $3,565 \cdot 10^{17}$ |
| 26 | 0,13  | 0,03 | 24      | $2,475 \cdot 10^{19}$ |
| 27 | 0,3   | 0,03 | 24      | $7,763 \cdot 10^{20}$ |
| 28 | 0,55  | 0,03 | 24      | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 29 | -0,55 | 0,25 | -24     | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 30 | -0,3  | 0,25 | -24     | $8,912 \cdot 10^{20}$ |
| 31 | -0,2  | 0,25 | -11,28  | $9,903 \cdot 10^{19}$ |
| 32 | 0     | 0,25 | -4,944  | $3,556 \cdot 10^{17}$ |
| 33 | 0,13  | 0,25 | -5,664  | $2,475 \cdot 10^{19}$ |
| 34 | 0,3   | 0,25 | 24      | $7,763 \cdot 10^{20}$ |
| 35 | 0,55  | 0,25 | 24      | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 36 | -0,55 | 1,4  | -24     | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 37 | -0,3  | 1,4  | -24     | $8,913 \cdot 10^{20}$ |
| 38 | -0,2  | 1,4  | -9,6    | $9,905 \cdot 10^{19}$ |
| 39 | 0     | 1,4  | -11,712 | $3,544 \cdot 10^{17}$ |
| 40 | 0,13  | 1,4  | -24     | $2,474 \cdot 10^{19}$ |
| 41 | 0,3   | 1,4  | -24     | $7,762 \cdot 10^{20}$ |
| 42 | 0,55  | 1,4  | 24      | $3,564 \cdot 10^{21}$ |
| 43 | -0,55 | 3    | -24     | $3,565 \cdot 10^{21}$ |
| 44 | -0,3  | 3    | -24     | $8,913 \cdot 10^{20}$ |
| 45 | -0,2  | 3    | 0       | $9,908 \cdot 10^{19}$ |
| 46 | 0     | 3    | -11,712 | $3,528 \cdot 10^{17}$ |
| 47 | 0,13  | 3    | -24     | $2,472 \cdot 10^{19}$ |
| 48 | 0,3   | 3    | -24     | $7,761 \cdot 10^{20}$ |
| 49 | 0,55  | 3    | 24      | $3,565 \cdot 10^{21}$ |

Согласно данным табл. 5.3 очевидно, что условие Попова (5.44) выполняется для всех выбранных точек.

Таким образом, определение значений фиктивных степеней свободы, которые отвечают всем поставленным требованиям, свидетельствует о гиперустойчивости разработанной системы управления на базе нечеткой логики.

### **5.5. Выводы по главе**

1. Разработана методика синтеза регулятора положения ЭКВ на основе алгоритма нечеткой логики. Установлено, что несимметричность базы правил и функций принадлежности входных координат относительно условно нулевого положения ЭКВ позволяет исключить недостатки, присущие классическим системам управления.

2. Разработанный нечеткий регулятор позволяет управлять положением ЭКВ с высокими показателями качества при различных режимах работы и произвольном характере действия силы сопротивления, обладает инвариантностью к изменениям параметров объекта в широком диапазоне, требует минимальных вычислительных затрат на реализацию. Идентичность структурной схемы ЭКВ схеме двигателя постоянного тока независимого возбуждения, позволяет заключить, что разработанный НР может представлять как теоретическую, так и практическую значимость для управления данного класса электродвигателей.

3. Приведено исследование гиперустойчивости системы 3-го порядка рассматриваемого типа с нечетким регулятором, в результате которого выведены основные условия в качестве неравенств, выполнение которых приводит к доказательству гиперустойчивости разработанной системы.

## 6. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ РЕЗУЛЬТАТОВ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

### 6.1. Конструктивное исполнение ЭКВ

Как отражение развития совокупности практических и теоретических исследований было разработано и реализовано несколько модификаций конструкции ЭКВ, представленных на рис. 6.1.



а)



б)



в)

Рис. 6.1. Модификации конструкции ЭКВ

В первом образце (рис. 6.1а) в качестве датчика положения был установлен датчик Холла, в результате испытаний которого практическим путем были получены зависимости негативного влияния электромагнитного поля якоря на выходную характеристику датчика, что повлекло за собой необходимость теоретического исследования, представленного в пункте 3.2 главы 3.

Более того, конструкция ЭКВ разрабатывалась до появления результатов оптимизации и не обеспечивала требуемого усилия герметизации.

После исследования разработанной математической модели, описанной в главе 2, и отказа от использования датчика Холла, ЭКВ был разработан во второй модификации (рис. 6.1б) несколько большими габаритными размерами за счет увеличения размеров постоянного магнита и обмотки якоря, рассчитанную на допустимую плотность тока. Также в данной конструкции в крышке были предусмотрены технологические отверстия для монтажа оптических элементов, составляющих датчик положения. Тем не менее, экспериментальные исследования второго образца позволили выделить такие его недостатки, как: трение скольжения выходного штока, сложность крепления привода за крышку в корпус клапана (изображен на рис. 2.2) из-за выступающего датчика, ненадежное крепление крышки с корпусом встык.

Поэтому в третьем конструктивном исполнении (рис. 6.1в) появилась подшипниковая бронзографитовая втулка, дополнительная центровка якоря за счет удлинения выходного штока в объем ферромагнитной вставки, в крышке предусмотрен паз для оптического датчика, крепление крышки к корпусу предусмотрено с радиальным пазом и завальцовкой.

Третий вариант конструктивного исполнения ЭКВ (реализован при сотрудничестве с ОАО "МиассЭлектроАппарат") обладает следующими параметрами (рис. 6.1в):  $R_{\text{я}} = 25 \text{ Ом}$ ,  $T_{\text{я}} = 0,00042 \text{ с}$ ,  $m_{\text{я}} = 0,02 \text{ кг}$  и основными размерами конструктивных элементов, определенных ранее как независимых переменных при решении задачи оптимизации:  $D_{\text{м}} = 16 \text{ мм}$ ,  $h_{\text{м}} = 10 \text{ мм}$ ,  $h_{\text{а}} = 4,5 \text{ мм}$ ,  $L_{\delta} = 16 \text{ мм}$ . Корректность проведенных расчетов можно оценить по идентичности теоретической и экспериментальной нагрузочных характеристик ЭКВ  $F_{\text{т}}(U)$ , представленных на рис. 6.2.

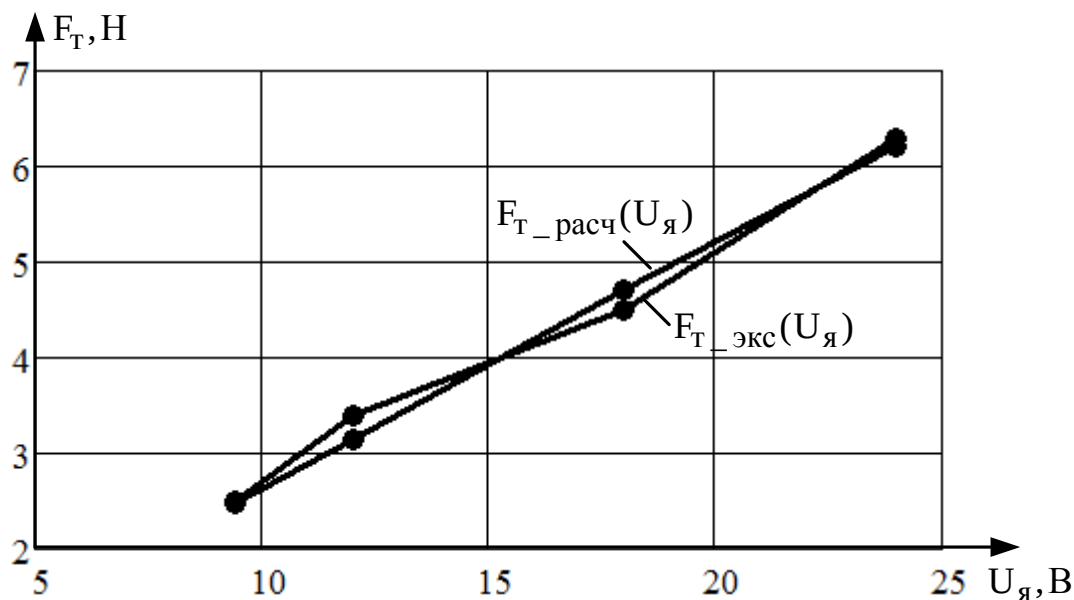


Рис. 6.2. Расчетная  $F_{T\_расч}(U_{я})$  и экспериментальная  $F_{T\_экс}(U_{я})$  нагрузочные характеристики ЭКВ

## 6. 2. Реализация обратной связи по положению ЭКВ посредством оптического датчика

Как известно, оптический датчик состоит из источника (излучателя) и приемника оптического излучения, которые могут располагаться в одном корпусе (моноблочные датчики) или в разных корпусах (двухблочные датчики). По принципу работы оптические датчики делятся на датчики барьерного, рефлекторного и диффузионного типа [16]. По типу устройства датчики барьерного типа относятся к двухблочным, где излучатель и приемник располагаются друг напротив друга и выход приемника меняется при перекрытии светового луча излучателя сторонним объектом. Принцип работы датчиков рефлекторного типа основан на том, что световой луч отражается от рефлектора, а отражённый – детектируется датчиком. В датчиках диффузионного типа приёмник учитывает интенсивность луча, отражённого контролируемым объектом [57]. Следовательно, по типу действия рациональным является установка диффузионного светоотражающего оптического датчика, дальность действия которого зависит от отражающих свойств объекта и может быть определена с помощью поправочного коэффициента.

В качестве приемника использован фототранзистор, поскольку скорость его срабатывания высока и достаточна даже при высоком быстродействии, которое требуется от клапана выдоха по условиям эксплуатации. Использование фотодиодов также допустимо. Фоторезисторы имеют невысокую скорость срабатывания, и ее может быть недостаточно при высокой скорости движения якоря.

Подразумевается, что выходная информация датчика поступает на вход АЦП микроконтроллера для последующей обработки и реализации обратной связи. Тогда в качестве схемы подключения оптического датчика можно рассмотреть два варианта (рис. 6.3) [94]:

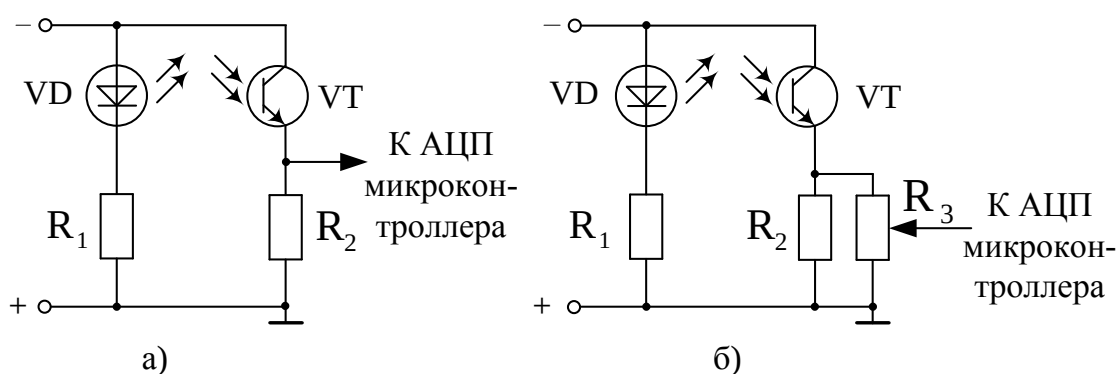


Рис. 6.3. Схемы подключения оптического датчика

Для схемы рис. 6.3а подразумевается подбор резистора  $R_1$  таким образом, чтобы получить требуемый диапазон изменения выходного напряжения приемника оптического датчика для согласования с аналого-цифровым преобразователем (поскольку зачастую информация с датчиков обрабатывается при помощи микроконтроллера). Изменение напряжения при этом способе происходит за счет регулирования яркости излучателя [49, 92].

Однако в условиях реализации измерения положения с достаточно высокой точностью 0,05 мм важным требованием является инвариантность датчика к различным помехам, которыми в данном случае может быть паразитная засветка и чувствительность выхода фотоприемника к внешнему электромагнитному полю. Для устранения первого типа помех целесообразно добиваться максимально возможной яркости свечения излучателя за счет повышения значения питающего напряжения с использованием резистора  $R_1$  рис. 6.3. При этом для того, чтобы приемник не находился постоянно в зоне

насыщения, необходимо повысить величину пропускаемого им тока (при помощи  $R_2$ ). Тогда на характеристике зависимости тока коллектора от интенсивности излучения рабочая точка фототранзистора сместится в зону нелинейности, где для открытия р-п перехода требуется большая интенсивность излучения. Таким образом становится возможным одновременно решить и проблему насыщения и уменьшить чувствительность выхода датчика к электромагнитным помехам. Также в рассматриваемой схеме предусмотрен резистор  $R_3$  для согласования выходного напряжения датчика со входом АЦП микроконтроллера.

На основе исследования, проведенного в главе 3, для достижения линейности выходной характеристики датчика расположение оптических элементов выполнено на максимально возможном по технологическим ограничениям расстоянии, подключение выполнено согласно рис. 6.3б.

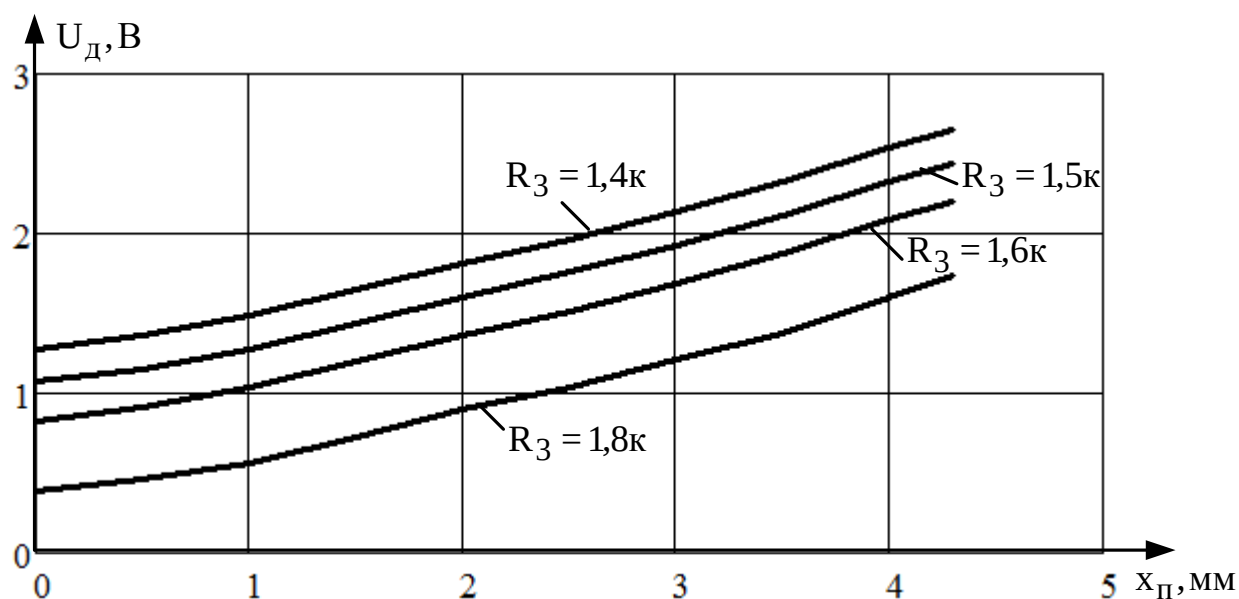


Рис. 6.4. Семейство выходных характеристик  $U_d(x_p)$  оптического датчика при различных значениях сопротивления  $R_3$

### 6.3. Управление положением ЭКВ

Принципиальная электрическая схема для управления ЭКВ приведена в приложении 1. В качестве усилителя мощности импульсов управления, который формирует выходные сигналы с заданной мощностью и формой, применен полностью интегрированный драйвер DD2, который имеет 2 входа

управления полумостами IN1 и IN2, совместимых с КМОП- и ТТЛ-логикой любого уровня, что позволяет реализовать управление драйвером напрямую от микроконтроллера. Выходы управления ключами OUT1 и OUT2 синфазны со входами.

Микроконтроллер ATmega16 (DD3 на схеме) [6, 9, 25] используется для преобразования и обработки сигналов задания и обратной связи, для расчета сигналов управления и формирования управляющих импульсов на входы драйвера DD2 [107].

Для питания ЭКВ напряжением +24 В на плате предусмотрен разъем X1, от которого посредством стабилизатора напряжения +5 В (DD1) [108] осуществляется питание, в частности, схемы управления и датчика положения, что в свою очередь, позволяет отказаться от применения дополнительных источников питания. Реализованная плата управления в масштабе 1:1 представлена на рис. 6.5.

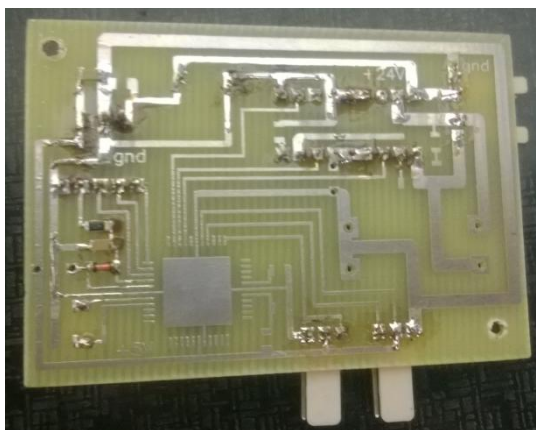


Рис. 6.5. Плата управления ЭКВ

Для тестирования работоспособности разработанного устройства управление формировалось программно в соответствии с законом:

$$f[n] = k_1 + k_2(g[n] + f[n-1]) + k_3(g[n] - g[n-1]), \quad (6.1)$$

где  $k_i$ ,  $i = 1...3$  - настраиваемые коэффициенты,  $g[n]$  и  $g[n-1]$  – соответственно текущее и предыдущее значение ошибки по положению,  $f[n]$  и  $f[n-1]$  – текущее и предыдущее значения скважности.

Блок-схема реализации управления посредством микроконтроллера приведена на рис. 6.6.





Рис. 6.6. Блок-схема подпрограммы вычисления значения скважности

Величина задания перемещения записывается в соответствующие ячейки оперативной памяти. Затем, согласно принципу управления по ошибке, которой в данном случае является разность между заданием перемещения и фактическим положением объекта регулирования, величина этой разности используется в расчете скважности по формуле (6.1) в качестве составляющей  $g[n]$ , остальные же слагаемые, соответствующие предыдущим значениям входа или выхода после текущего шага расчета заносятся в оперативную память и при извлечении этих данных на следующем шаге уже являются историческими значениями. Таймер/счетчик 1 используется в режиме Fast PWM, который позволяет генерировать высокочастотный сигнал с широтно-импульсной модуляцией. При совпадении значения скважности со значением таймера-счетчика возникает прерывание, по которому программа подает сиг-

нал высокого уровня на необходимый порт и, таким образом, формируется нарастающий фронт управляющего импульса, а спадающий фронт – при реполнении таймера [53].

На рис. 6.7 и 6.8 представлены осциллограммы выходного тока ЭКВ соответственно при реверсивном и нереверсивном управлении.

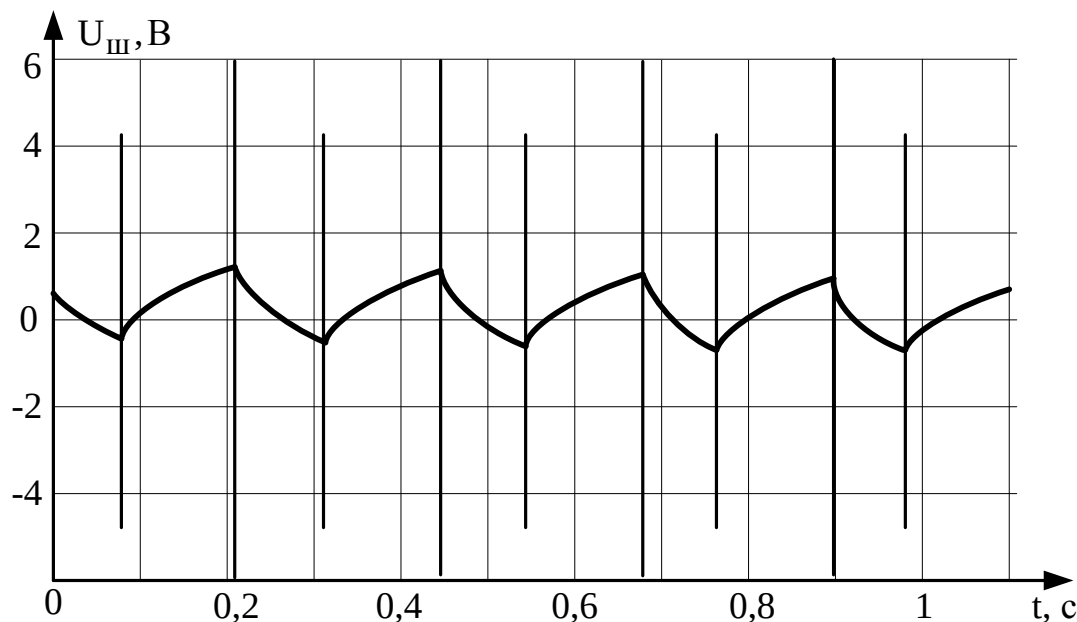


Рис. 6.7. Осциллограмма напряжения, измеренного на шунте в цепи обмотки якоря под нагрузкой при реверсивном способе управления

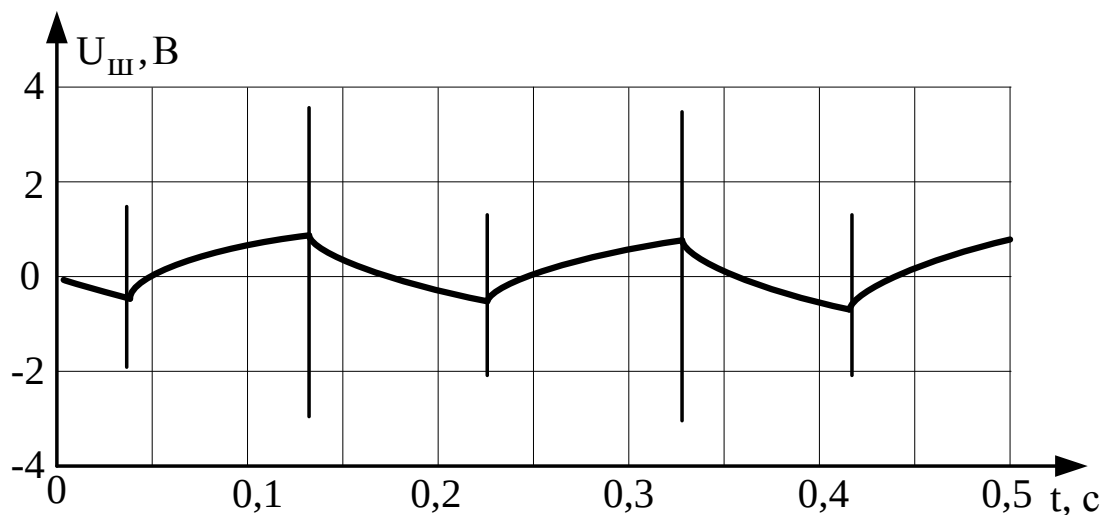


Рис. 6.8. Осциллограмма напряжения, измеренного на шунте в цепи обмотки якоря под нагрузкой при нереверсивном способе управления

Очевидно и согласно теории, при реверсивном управлении наблюдаются значительные пульсации тока, и в данном отношении предпочтительнее использование нереверсивного принципа управления.

Согласно изложенным принципам функциональная схема ЭКВ может быть представлена в следующем виде (рис. 6.9):

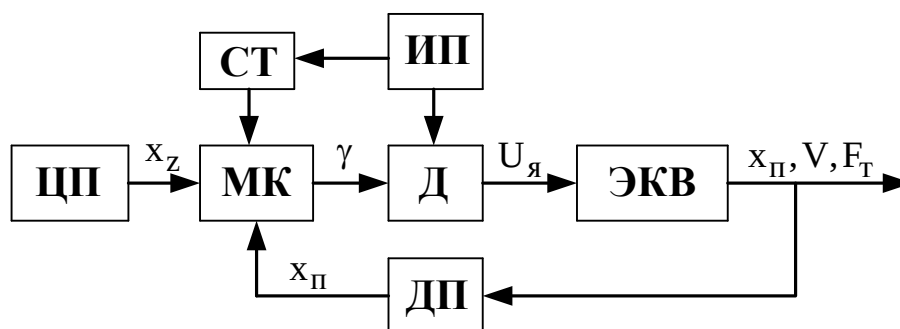


Рис. 6.9. Функциональная схема ЭКВ

Введенные на схеме обозначения: ЦП – центральный процессор аппарата ИВЛ, формирующий сигнал задания по перемещению, МК – микроконтроллер, Д – драйвер, ДП – датчик положения, ИП – источник постоянного напряжения, СТ – стабилизатор напряжения.

#### 6.4. Результаты испытаний

Экспериментальное исследование опытного образца ЭКВ при его подключении к стендовой установке генератора вдоха (рис. 6.10а) проводилось на базе московского филиала "Уральского оптико-механического завода". На рис. 6.10б изображен подключенный к воздуходувке ЭКВ, закрепленный в корпусе (рис. 6.10г), в котором располагается мембрана (рис 6.10в), управляющая величиной проходного отверстия в линии выдоха.

Результаты исследования различных режимов работы приведены на рис. 6.11 – 6.13 в качестве графиков зависимости пропускаемого потока в зависимости от положения выходного штока. Нулевому значению потока соответствует состояние полностью перекрытого проходного отверстия (условно нулевое положение ЭКВ).

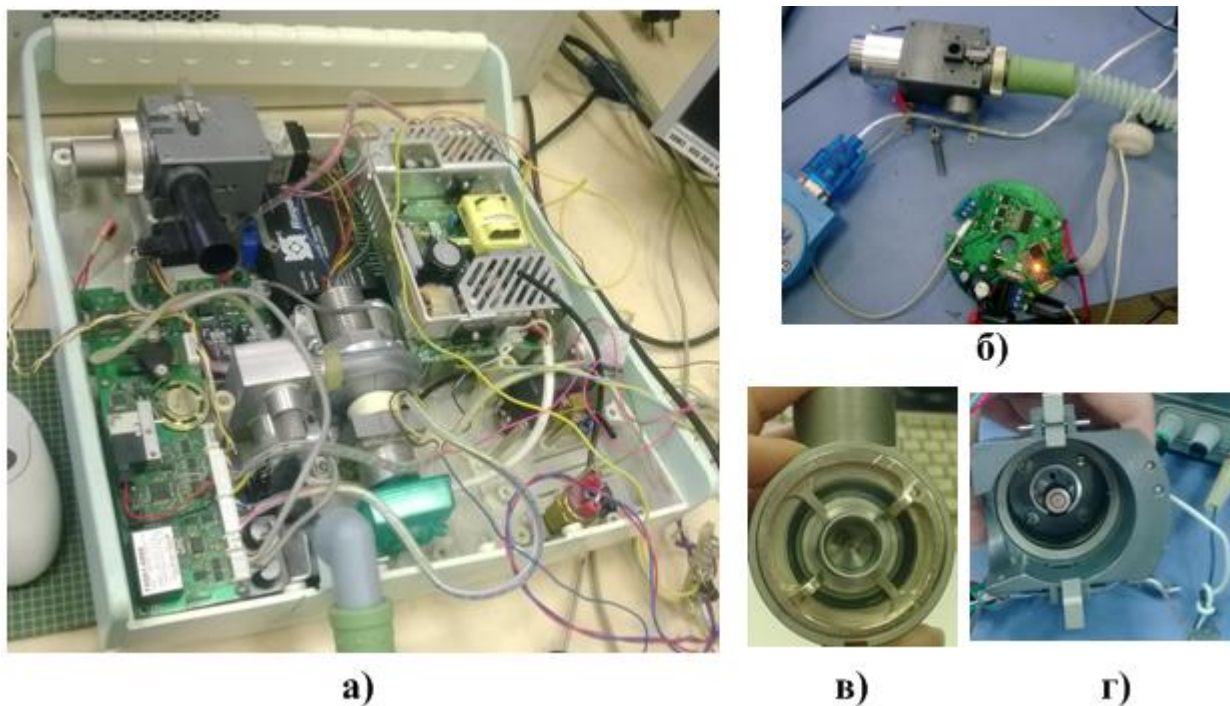


Рис. 6.10. Установка генератора вдоха (а), корпус ЭКВ в сборе (б), расположение мембраны в корпусе (в), крепление ЭКВ в корпусе (г)

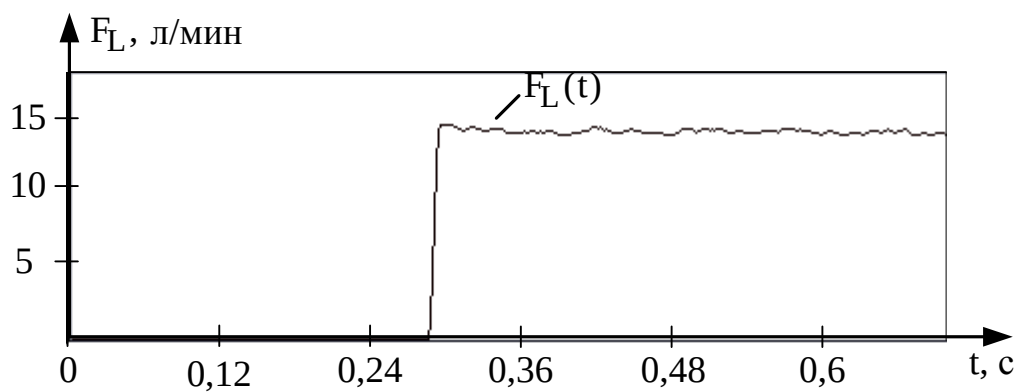


Рис. 6.11. График потока выдоха  $F_L(t)$  при переходе выходного штока ЭКВ из нулевого значения до отметки 1,5 мм

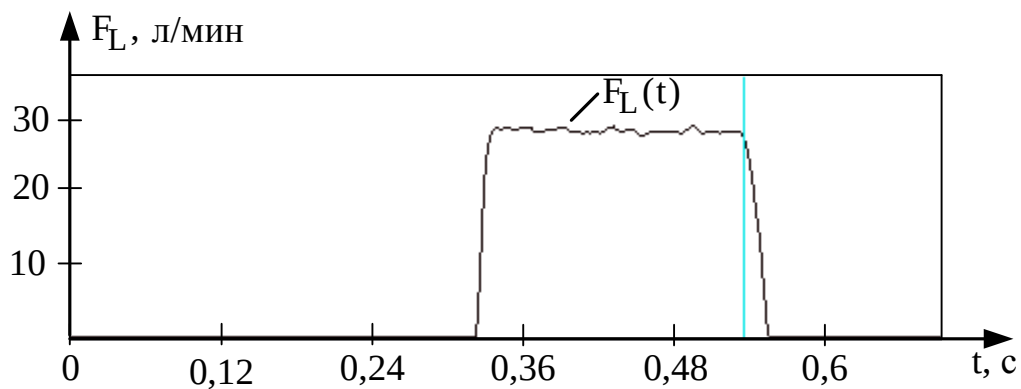


Рис. 6.12. График потока выдоха  $F_L(t)$  при переходе выходного штока ЭКВ из нулевого значения - до отметки 2,5 мм - до нулевого значения

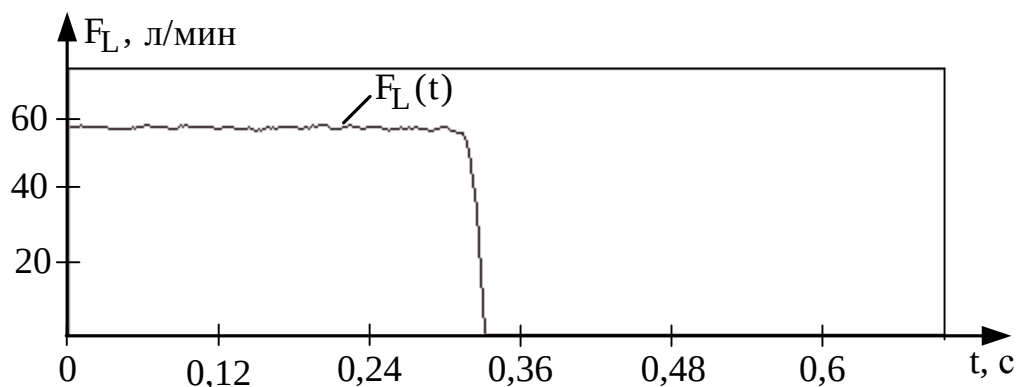


Рис. 6.13. График потока выдоха  $F_L(t)$  при переходе выходного штока ЭКВ из отметки 4мм до нулевого значения

Приведенные графики свидетельствуют о достаточно высоком быстродействии разработанного ЭКВ (время переходного процесса не более 15 мс) и о его способности поддерживать постоянным требуемое значение потока и, как следствие, давления выдоха.

### 6.5. Самодиагностика исправности

Очевидно, что реализация высоких показателей управления ЭКВ без обеспечения надежности его работы теряет смысл и свои преимущества. На основе анализа принципа функционирования ЭКВ как управляемой электромагнитной системы к наиболее вероятным причинам отказа можно отнести: выход из строя вследствие перегрузки по току, неисправность датчика положения, блокировка выходного штока как следствие конструктивных дефектов (напр., нарушение центровки) или, с меньшей вероятностью, в результате нарушения работы алгоритма программы.

Учитывая, что аппарат ИВЛ оснащен системой тревог о нарушении дыхательной активности пациента, к которым может привести отказ клапана выдоха (удушие пациента при его полном открытии или, напротив, затруднение выдоха), целью данного раздела в большей степени является разработка алгоритмов, позволяющих поддерживать ЭКВ в максимально работоспособном состоянии как можно большее время.

#### 6.5.1. Защита от перегрузки по току

Для ее реализации на плате управления необходимо предусмотреть установку датчика тока (напр., ACS712ELCTR-05B-T поверхностного монта-

жа). Предполагая, что до рабочей температуры нагрев ЭКВ происходит при номинальной нагрузке, которой соответствует ток  $I_H$ , отстройку алгоритма можно выполнить от этой величины тока, присвоив ей значение коэффициента нагрева  $k_T = 1$ . Соответственно, для токов меньшего значения  $k_T < 1$ , что эквивалентно процессу остывания клапана, а при токах, больших  $I_H$ ,  $k_T$  назначается больше 1, что свидетельствует о его нагреве выше допустимой величины при продолжительном режиме работы. Характеристика может быть получена опытным путем как отражение процентного уровня перегрева от номинальной температуры в зависимости от величины тока. Тогда на основе полученной характеристики алгоритм защиты от перегрузки по току может быть организован следующим образом (рис. 6.14):

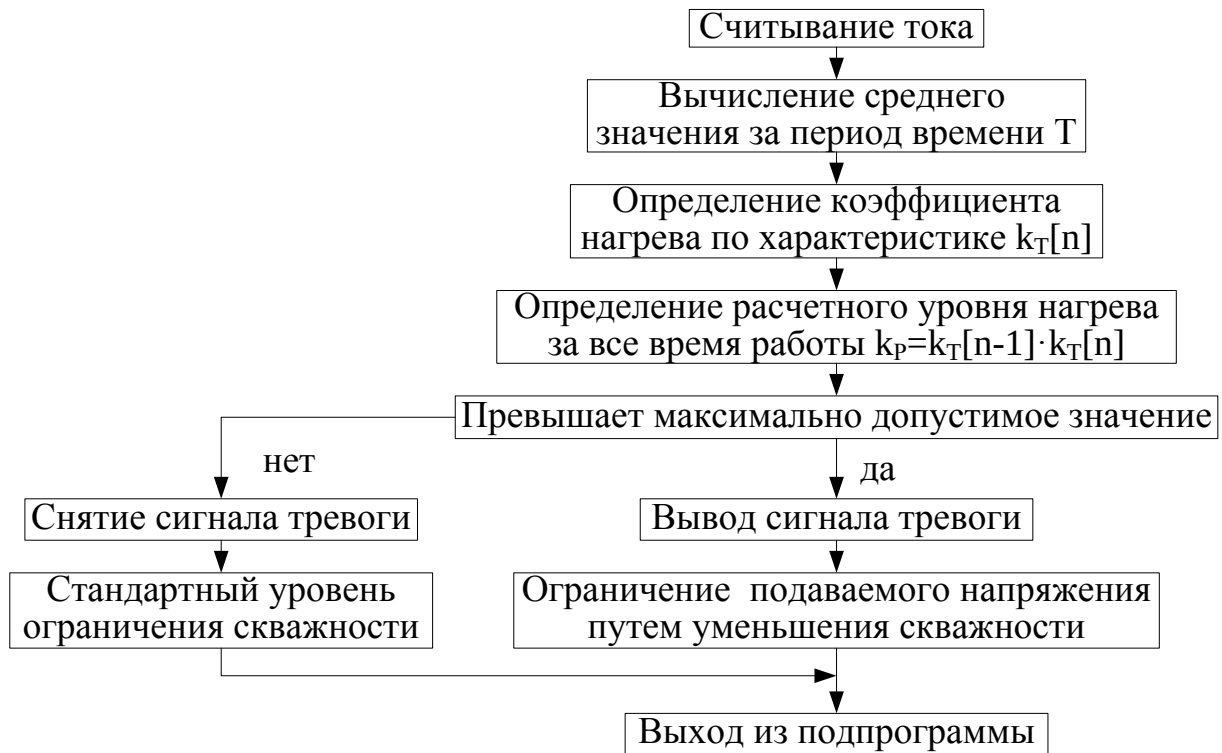


Рис. 6.14. Блок-схема алгоритма защиты от перегрузки по току

Суть алгоритма заключается в том, что согласно характеристике  $k_T(I_H)$  происходит оценка уровня нагрева ЭКВ за все время работы и в том случае, если этот уровень превышает допустимый порог за счет протекания в цепи обмотки больших токов установленное время, то МК выводит сигнал тревоги и принудительно снижает уровень подводимого напряжения с тем, чтобы предотвратить выход из строя всего устройства.

### 6.5.2. Защита от неисправности оптического датчика

В случае выхода из строя хотя бы одного оптического элемента, ЭКВ полностью теряет свою работоспособность. Появление такого отказа можно обнаружить при появлении нулевого сигнала на выходе датчика, вместо заданной характеристики (как, напр., на рис. 6.4). В такой ситуации наиболее рационально предусмотреть режим бездатчикового управления "вслепую", когда напряжение управления формируется только согласно сигналу задания. Закон изменения скважности может быть получен в виде экспериментальной характеристики  $x_{\Pi}(\gamma)$ . Блок-схема алгоритма защиты приведена на рис. 6.15.

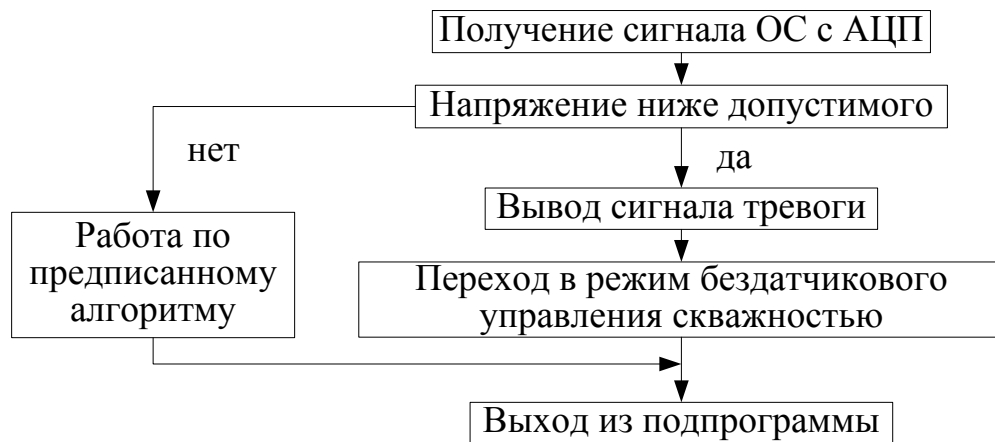


Рис. 6.15. Блок-схема алгоритма защиты от неисправности оптического датчика

### 6.5.3. Защита от блокировки выходного штока

Данный тип неисправности может быть обнаружен как следствие отсутствия движения в течение определенного заданного временного интервала. По большому счету, поддержание работоспособности в подобном случае достаточно затруднительно, в особенности, если причиной явились конструктивные дефекты. Поэтому в качестве единственной меры устранения блокировки может быть предусмотрен режим тестового движения, когда на обмотку поочередно подается напряжение максимальной величины, но разной полярности, сформированное от предельных значений скважности.

## 6.6. Выводы

1. Идентичность нагрузочных характеристик опытного образца и расчетной модели позволяет судить о корректности разработанной математической модели ЭКВ и теоретических результатов, полученных в главе 2, по-

скольку сила тяги как параметр характеризует совокупность электромагнитных процессов всего ЭКВ в целом.

2. На основе выводов и закономерностей влияния взаимного расположения оптических элементов на вид выходной характеристики оптического датчика, приведенных в главе 3, реализована обратная связь по положению ЭКВ, позволяющая получить максимально линейную характеристику исходя из технологических ограничений.

3. Результаты проведенных испытаний опытного образца ЭКВ с установкой генератора вдоха свидетельствуют о его высоком быстродействии и способности поддерживать постоянным требуемое значение давления при различных режимах работы. Предложены алгоритмы самодиагностики и устранения неисправностей.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе в рамках решения научной проблемы повышения надежности и безопасности средств реабилитационной техники разработана конструкция и сформированы принципы построения систем управления электроприводом клапана выдоха аппаратов ИВЛ. К основным научно-техническим результатам относятся:

1. Предложена методика оптимизации конструкции ЭКВ, которая позволяет добиться максимального быстродействия устройства при ограничении на массогабаритные показатели и потребление энергии. Так, по результатам применения методики создан опытный образец ЭКВ, который при габаритных размерах  $\varnothing 35 \times 40$  мм переходит в установившейся режим за 15 мс при энергопотреблении 9,6 Вт.

2. Разработана математическая модель оптического датчика положения как информационного элемента системы управления ЭКВ, которая позволяет достичь желаемого вида выходной характеристики датчика путем определенного взаимного расположения оптических элементов. Установлено, что при необходимости работы с начальным участком выходной характеристики датчика, для повышения его линейности необходимо увеличивать межцентровое расстояние системы излучатель-приемник.

3. Методом решения полевой задачи выявлены основные закономерности для повышения линейности выходной характеристики датчика Холла посредством изменения конфигурации сигнального элемента. Установлено, что максимально линейный характер выходная характеристика датчика приобретает при использовании магнита цилиндрической формы с вырезом параболической формы глубиной ориентировочно 1:3 относительно высоты магнита в его основании.

4. Предложена методика синтеза регулятора положения ЭКВ на базе нечеткой логики для достижения высоких показателей точности и быстродействия. Разработанная система с НР позволяет повысить быстродействие при регулировании положения ЭКВ в 2 раза под воздействием нагрузки в сравнении с классическими системами управления. При этом обеспечивается

достаточно высокая точность позиционирования (0,003 мм) и наблюдается незначительное перерегулирование (на уровне 1,5 %). Важным также является тот факт, что разработанная система обладает инвариантностью к изменениям характера нагрузки в режиме позиционирования и к изменениям параметров объекта в широком диапазоне (исследование проводилось при изменении параметров объекта в пределах (-30...40) % от исходных). Приведена методика исследования гиперустойчивости системы управления ЭКВ с нечетким регулятором.

5. Предложены алгоритмы защиты ЭКВ от перегрузки по току, защиты от неисправности оптического датчика положения и защита от блокировки выходного штока (отсутствия движения).

6. Осуществлена практическая разработка и проведены экспериментальные исследования ЭКВ на базе линейного двигателя постоянного тока, которые свидетельствуют о высокой степени быстродействия устройства и способности поддержания постоянным предписанного уровня давления.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Аверин, А.П. Особенности проведения традиционной искусственной вентиляции легких у новорожденных (развитие респираторной технологии, новые стратегии) (часть I) / А.П. Аверин. – Журнал «Интенсивная терапия», 2005. – № 2. <http://icj.ru/journal/number-2-2005/28-osobennosti-provedeniya-tradicionnoy-iskusstvennoy-ventilyacii-legkih-u-novorozhdennyh-razvitiye-respiratornoy-tehnologii-novye-strategii-chast-i.html> (дата обращения 07.04.2015).
2. Аверченков, В.И. Эволюционное моделирование и его применение / В.И. Аверченков. – М.: ФЛИНТА, 2011. – 200 с.
3. Альман, А.Б. Постоянные магниты: Справочник / А.Б. Альтман, А.Н. Герберг, П.А. Гладышев. – М.: Энергия, 1980. – 488 с.
4. Анхимюк, В.Л. Теория автоматического управления / В.Л. Анхимюк, О.Ф. Опейко, Н.Н. Михеев. – Мн.: Дизайн ПРО, 2000. – 352 с.
5. Афанасьев, В.Н. Математическая теория конструирования систем управления: Учеб. для вузов / В.Н. Афанасьев, В.Б. Колмановский, В.Р. Носов. – М.: Высш. шк., 2003. – 614 с.
6. Баранов, В.Н. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы / В.Н. Баранов. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2004. – 288 с.
7. Бараночников, М.Л. Микромагнитоэлектроника. Т.2. Справочные сведения о наиболее известных и распространенных изделиях микромагнитоэлектроники / М.Л. Бараночников. – М.: ДКМ Пресс, 2002. – 691 с. – <http://www.sensor.ru/section1561/> (дата обращения 23.05.2014).
8. Башарин, А.В. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат. Ленинград. отд-ние, 1982. – 392 с.
9. Белов, А.В. Конструирование устройств на микроконтроллерах / А.В. Белов. – СПб.: Наука и Техника, 2005. – 256 с.
10. Бесекерский, В.А. Теория автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.

11. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л.А. Бессонов. – М.: Высшая школа, 1996. – 578 с.
12. Брыгин, П.А. Методы и режимы современной искусственной вентиляции лёгких / П.А. Брыгин – 42 с. – [http://www.ul-med.ru/load/metodichka\\_metody\\_i\\_rezhimy\\_sovremennoj\\_iskusstvennoj\\_ventiljacii\\_ljogkikh\\_p\\_a\\_brygin/102-1-0-1590](http://www.ul-med.ru/load/metodichka_metody_i_rezhimy_sovremennoj_iskusstvennoj_ventiljacii_ljogkikh_p_a_brygin/102-1-0-1590) (дата обращения 07.04.2015).
13. Бураков, М.В. Генетический алгоритм: теория и практика: учеб. пособие / М. В. Бураков. – СПб.: ГУАП, 2008. – 164 с.
14. Бурлаков, Р. И. Искусственная вентиляция легких: принципы, методы, аппаратура / Р.И. Бурлаков, Ю.Ш. Гальперин, В.М. Юревич. – М.: Медицина. – 240 с.
15. Васильев, В. И. Интеллектуальные системы управления: теория и практика: учебное пособие / В.И. Васильев, Б.Г. Ильясов. – Уфа: УГАТУ, 2007. – 446 с.
16. Виглеб, Г. Датчики. Устройство и применение / Г. Виглеб. – М.: Мир, 1989. – 191 с.
17. Воронин, С.Г. Управляемый электропривод: конспект лекций / С.Г. Воронин. – Челябинск : ЧГТУ, 1996. – ч. 2. – 64 с.
18. Воронин, С.Г. Электропривод летательных аппаратов: конспект лекций / С.Г. Воронин. – Челябинск: ЧГТУ, 1995. – ч. 1. – 110 с.
19. Воронин С.Г. Электропривод летательных аппаратов: конспект лекций. / С.Г. Воронин. – Челябинск: ЧГТУ, 1997. – ч.3. – 115 с.
20. Вороновский, Г.К. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г.К. Вороновский. – Х.: ОСНОВА, 1997. – 112 с.
21. Гельфанд, Б.Р. Интенсивная терапия: национальное руководство: в 2 т. / Б.Р. Гельфанд, А.И. Салтанов. – М.: ГЭОТАР-Медиа, 2011. – Т.1. – 960 с.
22. Горячев, А.С. Основы ИВЛ / А.С. Горячев, И.А. Савин. – М.: Медиздат, 2009. – 255 с.

23. Гриняев, С. Нечеткая логика в системах управления / С. Гриняев // Компьютерра. – 2001. – №38. – <http://old.computerra.ru/offline/2001/415/13052/> (дата обращения 12.08.2014).
24. Джексон, Р.Г. Новейшие датчики / Р.Г. Джексон. – М.: Техносфера, 2007. – 384 с.
25. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega: Руководство пользователя. – М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2007. – 592 с.
26. Егоров, А.И. Основы теории управления / А.И. Егоров. – М.: Физматлит, 2004. – 504 с.
27. Заде Л.А. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений / Л.А. Заде – М.: Мир, 1976. – 165 с.
28. Зевеке, Г.В. Основы теории цепей. Учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.
29. Зильберман, С.З. Разработка и исследование бесконтактных моментных микродвигателей постоянного тока: автореф. дис. ... канд. техн. наук / С.З. Зильберман. – Свердловск: УПИ, 1978. – 21 с.
30. Зислин, Б.Д. Мониторинг дыхания и гемодинамики при критических состояниях / Б.Д. Зислин, А.В. Чистяков. – Екатеринбург.: Сократ, 2006. – 336 с.
31. Изерман, Р. Цифровые системы управления / Р. Изерман. – М.: Мир, 1984. – 541 с.
32. Канус, И.И. Современные режимы искусственной вентиляции легких: учебно-методическое пособие / И.И. Канус, В.Э. Олецкий. – Мн.: БелМАПО, 2004. – 64 с.
33. Квакернаак, Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван. – М.: Мир, 1977. – 653 с.
34. Клиначёв, Н. В. Моделирование систем в программе VisSim: Справочная система / Н.В. Клиначёв. – <http://vissim.nm.ru/vsmhlpru.zip>, <http://vissim.nm.ru/help/vissim.htm>. – Челябинск, 2002.

35. Клиначёв Н. В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. – [http://vissim.nm.ru/tau\\_lec.html](http://vissim.nm.ru/tau_lec.html). – Челябинск, 2004.
36. Конушин, А. Введение в генетические методы. Компьютерная графика и мультимедиа. Выпуск №1(2) / А. Конушин. – 2003. – <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/35> (дата обращения 23.05.2014).
37. Кофман, А. Введение в теорию нечетких множеств / А. Кофман. – М.: Радио и связь, 1982. – 432 с.
38. Круглов, В.В. Алгоритм самоорганизации системы нечеткого логического вывода / В.В. Круглов, А.А. Усков // Вестник МЭИ. –2002. – № 5. – С. 104-105.
39. Круглов, В.В. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети / В.В. Круглов, М.И. Дли, Р.Ю. Голунов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. – 201 с.
40. Круглов, В.В. Сравнение алгоритмов Мамдани и Сугэно в задаче аппроксимации функции / В.В. Круглов // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – 2003. – №5.
41. Кузовков, Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н.Т. Кузовков. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
42. Куо, Б. Теория и проектирование цифровых систем управления / Б. Куо. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
43. Курносов Д.А. Системы автоматического управления: учебное пособие к лабораторному практикуму. – Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2009. – 43с.
44. Ла-Сааль, Ж. Исследование устойчивости прямым методом Ляпунова / Ж. Ла-Сааль, С. Лефшец. – М.: Мир, 1964. – 168 с.
45. Лебединский, К.М. Аппараты респираторной поддержки: перспективы развития / К.М. Лебединский. – 2004. – <http://www.lebedinski.com/Works/Work147.htm> (дата обращения 30.04.2014).
46. Лебединский, К.М. Основы респираторной поддержки / К.М. Лебединский. – 2006. – <http://www.lebedinski.com/Works/Work147.htm> (дата обращения 30.04.2014).

47. Леоненков, А. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH / А. Леоненков. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 725 с.

48. Маргацкая, Е.А. Нечеткий регулятор как средство повышения точности позиционирования и быстродействия в системе управления малыми линейными перемещениями / Е.А. Маргацкая, С.А. Гордеев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. - 2014. – Т. 13, № 4. – С. 60 – 67.

49. Маргацкая, Е.А. Анализ возможности применения оптического датчика и датчика магнитного поля для реализации обратной связи по положению / Е.А. Маргацкая // Электромехатроника и управление. Девятая международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Энергия-2014": Материалы конференции. – Т.4. – 2014. – С. 74 - 78.

50. Маргацкая, Е. А. Определение оптимальной формы сигнального элемента датчика Холла для повышения линейности его выходной характеристики / Е.А. Маргацкая // Известия вузов. Электромеханика. – 2014. – № 2. – С. 53-58.

51. Маргацкая, Е.А. Электропривод клапана выдоха аппарата искусственной вентиляции легких / Е.А. Маргацкая // Материалы докладов VIII международной молодежной научной конференции "Тинчуринские чтения". – 2013. – Т. 3. – С. 98-99.

52. Маргацкая, Е.А. Электропривод клапана выдоха аппарата искусственной вентиляции легких / П.О. Шабуров, Е.А. Маргацкая // Электротехнические системы и комплексы: междунар. сб. науч. трудов. – 2012. – Вып. 20. – С. 83-90.

53. Маргацкая Е.А., Клиначев Н.В., Шабуров П.О. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ (№ 20136114 64): "Программа управления микроконтроллером электропривода клапана выдоха аппарата искусственной вентиляции легких".

54. Мелков, Д. А. Сравнение алгоритмов нечёткого вывода с использованием языков стандарта МЭК / Д.А. Мелков // Молодой ученый. — 2013. — №5. — С. 74-79.

55. Немцов, М.В. Справочник по расчету параметров катушек индуктивности / М.В. Немцов, Ю.М. Шамаев. — М.: Энергоиздат, 1981. — 136 с.

56. Олейник, В.П. Терапевтические аппараты и системы / В.П. Олейник. — Учеб. пособие. — Харьков: Нац. аэрокосмический ун-т “Харьк. авиац. ин-т”, 2002. — 93 с.

57. Олссон, Г. Цифровые системы автоматизации и управления / Г. Олссон Дж. Пиани. — СПб.: Невский Диалект, 2001. — 557 с.

58. Омату, С. Нейроуправление и его приложения / С. Омату, М. Халид, Р. Юсоф. — М.: ИПРЖР, 2000. — 272 с.

59. Орлянская, И. В. Современные подходы к построению методов глобальной оптимизации / И.В. Орлянская. — <http://www.rubingoods.ru/1002/1.pl> (дата обращения 30.04.2014).

60. Осовский, С. Нейронные сети для обработки информации / С. Осовский. — М.: Финансы и статистика, 2002. — 344 с.

61. Острем, К. Системы управления с ЭВМ / К. Острем, Б. Виттенмарк. — М.: Мир, 1987. — 480 с.

62. Отто, Дж. Автоматическое регулирование / Дж. Отто, М. Смит. — М.: Физматлит, 1962. — 847 с.

63. Пантелеев, А.В. Методы глобальной оптимизации. Метаэвристические стратегии и алгоритмы / А.В. Пантелеев, Д.В. Метлицкая, Е.А. Алешина. — М.: Вузовская книга, 2013. — 248 с.

64. Параев, Ю.И. Алгебраические методы в теории систем управления / Ю.И. Параев. — Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1980. — 138 с.

65. Пат. 2357762 Российская Федерация, МПК А61М16/00. Аппарат искусственной вентиляции легких [Текст]/ заявитель и патентообладатель



ООО "Вент-Арт". – 2008103126/14, заявл. 31.01.08, опубл. 10.06.09, Бюл. № 16. – 13 с.: ил.

66. Пат. 5072729 США, A61M16/00. Ventilator exhalation valve Douglas F.DeVries; Bird Products Corporation. – № 441190; заявл. 21.11.89, опубл. 17.12.91.

67. Пат. 5771884 США, A61M16/00. Magnetic exhalation valve with compensation for temperature and patient airway pressure induced changes to the magnetic field/ Bruce Van Wagner, David P. Winter, Stephen T. Yarnall; Nellcor Puritan Bennett Incorporated. – № 818171; заявл. 14.03.97, опубл. 30.06.98.

68. Пат. 6102038 США, A62B9/02. Exhalation valve for mechanical ventilator/ Douglas F.DeVries; Pulmonetic Systems Inc. – № 080327; заявл. 15.05.98, опубл. 15.08.00.

69. Пегат, А. Нечеткое моделирование и управление / А. Пегат. – М.: БИНОМ, Лаборатория знаний, 2013. – 798 с.

70. Пестриков, В.М. Delphi на примерах / В.М. Пестриков, А.Н. Маслобоев. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 497 с.

71. Попов, В.М. Гиперустойчивость автоматических систем / В.М. Попов. – М.: Наука, 1970. – 456 с.

72. Рутковская, Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 452 с.

73. Сагдеева, Ю.А. Введение в метод конечных элементов: метод. пособие / Ю.А. Сагдеева, С.П. Копысов, А.К. Новиков. – Ижевск: Удмуртский университет, 2011. – 44 с.

74. Сергиенко, А.Б. Описание множества операторов для алгоритмов оптимизации. v. 1.8 / А. Б. Сергиенко. – <https://github.com/Harrix/HarrixSetOfOperatorsAlgorithms> (дата обращения 22.02.2015).

75. Сливинская, А.Г. Электромагниты и постоянные магниты / А.Г. Сливинская. – М.: Энергия, 1972. – 248 с.

76. Смирнов, А.Д. Импульсная ультразвуковая измерительная аппаратура (Вопросы конструирования) / А.Д. Смирнов. – М.: Энергия. – 1967. – 192 с.
77. Смирнов, В.И. Методы и средства функциональной диагностики и контроля технологических процессов на основе электромагнитных датчиков / В.И. Смирнов. – Ульяновск: УлГТУ, 2001. – 190 с.
78. Соболев, И.М. Численные методы Монте-Карло / И.М. Соболев. – М.: Наука. – 312 с.
79. Сухарев, М.В. Основы Delphi. Профессиональный подход / М.В. Сухарев. – СПб.: Наука и техника, 2004. – 600 с.
80. Сю, Д. Современная теория автоматического управления и ее применение / Д. Сю, А. Мейер. – М.: Машиностроение, 1972. – 544 с.
81. Трофимова, Т.И. Курс физики: учеб. пособие для вузов / Т.И. Трофимова. – М.: Академия, 2006. – 506 с.
82. Ультразвуковые датчики. – <http://www.sensorica.ru/s1-4.shtml> (дата обращения: 05.07.2014).
83. Фадеев, Д. К. Лекции по алгебре: Учебное пособие для вузов / Д.К. Фадеев.— М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984.— 416 с.
84. Фаза-9. <http://texnic.ru/medtex/medtex001.htm> (дата обращения 02.03.2014).
85. Филлипс, Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филлипс, Р. Харбор. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 616 с.
86. Форейт, И. Емкостные датчики неэлектрических величин / И. Форейт. – М.: Энергия, 1966. – 162 с.
87. Царенко, С.В. Практический курс ИВЛ / С.В. Царенко. – М.: Медицина, 2007. – 160 с.
88. Царенко, С.В. Требования к современному аппарату ИВЛ / С.В. Царенко. – <http://reancenter.ru/node/96> (дата обращения 07.04.2015).
89. Чаки, Ф. Современная теория управления / Ф. Чаки. – М.: Мир, 1975. – 423 с.

90. Чипига, А.Ф. Анализ методов случайного поиска глобальных экстремумов многомерных функций / А.Ф. Чипига, Д.А. Колков // *Фундаментальные исследования*. – 2006. – № 2 – С. 24-26
91. Чучалин, А.Г. Пульмонология: национальное руководство / А.Г. Чучалин. – М.: ГЭОТАР-Медиа, 2009. – 960 с.
92. Шабуров, П.О. Аналитический способ построения выходной характеристики оптического датчика / П.О. Шабуров, Е.А. Маргацкая, Б.Д. Шумаков, М.В. Большаков // *Энерго- и ресурсосбережение в теплоэнергетике и социальной сфере: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов, ученых*. – Т.2. – 2014. – №1 – С. 338 – 342.
93. Шабуров, П.О. Smart lungmotor: активный клапан выдоха / П.О. Шабуров, Е.А. Маргацкая // *Вестник ЮУрГУ. Серия "Энергетика"*. – 2013. – Т.13, № 1. – С.154 - 159.
94. Шабуров, П.О. Использование оптического датчика для измерения линейных перемещений / Шабуров П.О., Маргацкая Е.А., Шумаков Б.Д., Большаков М.В. // *Материалы 66-й научной конференции секции технических наук*. – Наука ЮУрГУ [Электронный ресурс]. – 2014.
95. Шарапов, В.М. Датчики / В.М. Шарапов, Е.С. Полищук, Н.Д. Кошевой, Г.Г. Ишанин, И.Г. Минаев, А.С. Совлуков. – М.: Техносфера, 2012. – 624 с.
96. Штовба, С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С.Д. Штовба. – М.: Телеком, 2007. – 288 с.
97. Яхьева, Г.Э. Нечеткие множества и нейронные сети / Г.Э. Яхьева. – М.: БИНОМ, Лаборатория знаний, 2006. – 316 с.
98. Ansoft Corporation. Ansoft Maxwell 3D Field Simulator v11 User's Guide. J. of Computer-Mediated Communication, 2005, available at: <http://www.slideshare.net/EraBrown/ansoft-maxwell-3d-v11-user-guide> (accessed 15.03.2014).

99. Avago technologies. HSDL - 9100. Surface - Mount Proximity Sensor. Data Sheet, 2009. URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-2259EN> (дата обращения: 01.02.2014).

100. Bahns, E. It began with the Pulmotor One Hundred Years of Artificial Ventilation / E. Bahns. – <http://www.frca.co.uk/documents/100%20YEARS%20VENTILATION%20BOOKLET.pdf> (accessed 15.03.2014).

101. Bahns, E. The Breathing-Book Spontaneous breathing during artificial ventilation / E. Bahns. – Lubeck: Drager Medical GmbH, 2001. – 80 p.

102. Engelberg, S. A mathematical introduction to control theory / S. Engelberg. – Singapore: Imperial College Press, 2005. – 370 p.

103. Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox User's Guide. – [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com) (accessed 25.08.2014).

104. Jordan Dimitrov. Линеаризация оптических датчиков расстояния с помощью преобразователя напряжение-частота [Электронный ресурс]//РадиоЛоцман. – 2012. – №6. – URL: <http://www.rlocman.ru/shem/schematics.html?di=147107> (дата обращения: 30.03.2014).

105. Kraft, L.G. A comparison between CMAC neural network control and two traditional adaptive control systems / L.G. Kraft // IEEE Control Systems Magazine. 1990. Vol. 10, pp. 36-43.

106. Luke, S. Essentials of Metaheuristics. A Set of Undergraduate Lecture Notes. Zeroth Edition. Online Version 0.5 October, 2009. – <http://cs.gmu.edu/~sean/book/metaheuristics> (accessed 23.05.2014).

107. L6202 Full Bridge Driver IC Datasheet. Available at: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD000000089.pdf> (accessed 03.09.2014).

108. L78 Positive voltage regulator ICs. Available at: <http://lib.chipdip.ru/092/DOC001092012.pdf> (accessed 03.09.2014).

109. Margatskaya, E.A. Development of a mathematical model of the system receiver-emitter optical sensors for effectively measuring small linear displacement / E.A. Margatskaya, P.O. Shaburov, B.D. Shumakov, M.V.

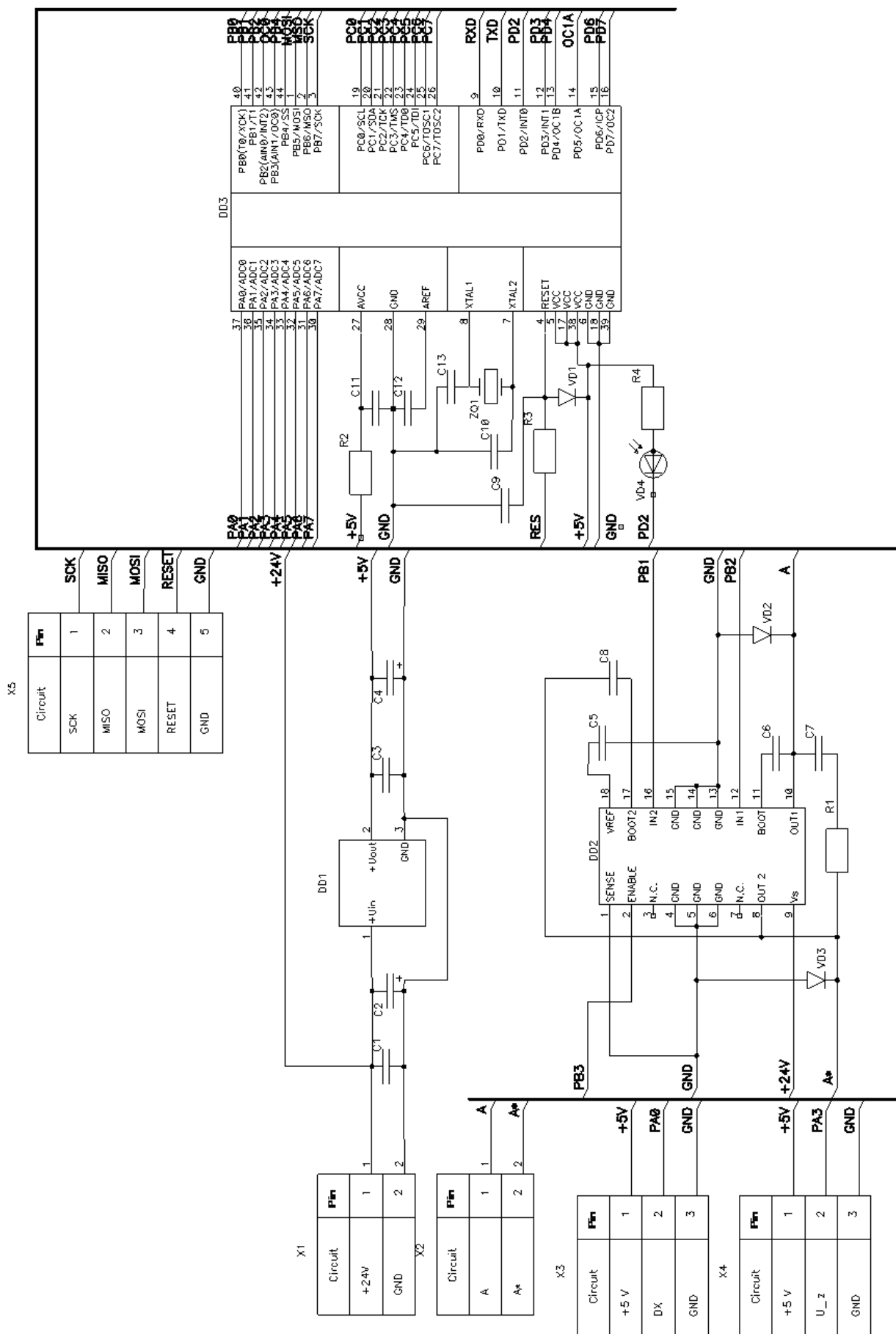
Bolshakov // Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS) International Conference, 2014, Pp. 1 - 4 .

110. Slonim, A.D. Pediatric critical care medicine / A.D. Slonim, M.M. Pollack. – Philadelphia, PA: Lippincott Williams & Wilkins, 2006. – 890 p.

111. Steven, T. K. Signals and systems with Matlab applications / T.K. Steven. – California: Orchard Publications, 2003. – 598 p.

112. Wang, Quing-Guo. PID Control for Multivariable Processes / Qing-Guo Wang, Zhen Ye, Wen-Jian Cai, Chang-Chieh Hang. – Springer, 2008. – 262 p.

## Приложение 1. Принципиальная схема управления ЭКВ



456306, Россия, Челябинская область, г. Миасс  
ул. Готвальда, 1 Факс/тел (3513) 57-66-40/ 29-54-75  
ИНН 7415028790 КПП 741501001  
http://миела.рф E-mail:miela@rambler.ru

р/с 40702810529060000076 в  
ОАО «Челябинвестбанке»  
к/с 30101810400000000779  
БИК 047501779

№ \_\_\_\_\_  
На № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

### СПРАВКА

о внедрении в производственный процесс  
результатов диссертационной работы

Маргацкой Елены Александровны

" РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ И АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ КЛАПАНА ВЫДОХА АППАРАТА ИВЛ",

представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук  
по специальности 05.09.03 - "Электротехнические комплексы и системы"

При разработке линейного двигателя постоянного тока, предназначенного для использования в аппаратах искусственной вентиляции легких (ИВЛ), использованы следующие результаты диссертационной работы Е.А. Маргацкой:

1. Основные соотношения расчета математической модели и рекомендации по выбору параметров основных конструктивных элементов привода с точки зрения достижения высокого быстродействия устройства.

2. Рекомендации по установке оптических элементов датчика положения электропривода.

Использование этих результатов в значительной степени способствовало качественному и своевременному выполнению работ по проектированию электроприводов клапанов выдоха.

Условный годовой экономический эффект от внедрения результатов диссертационной работы составляет 173 400 (сто семьдесят три тысячи четыреста) руб., и получен за счет экономии средств на выполнение расчета необходимого количества вариантов конструктивного исполнения электропривода и за счет использования совокупности оптических элементов в качестве датчика положения.

Главный конструктор



А.А.Рользинг