

Министерство образования и науки Украины  
Черниговский государственный технологический университет

**В. П. Войтенко**

**КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ  
ПРОМЫШЛЕННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С  
НЕЙРОИДЕНТИФИКАЦИЕЙ ОБЪЕКТА  
УПРАВЛЕНИЯ**

Чернигов – 2013

УДК 621.38:621.314  
ББК 31.264.5

**ВХХ**

Рекомендовано до друку вченою радою Чернігівського державного технологічного університету (протокол №3 від 25.03.2013 р.).

**Рецензенти:**

С.П.Денисюк, д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри електропостачання Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут»;

Г.В.Павлов, д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри комп'ютеризованих систем керування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова.

**Войтенко В.П.**

**Квазіоптимальні промислові регулятори з нейроідентифікацією об'єкта керування:** монографія/ В.П.Войтенко. – Чернігів: Черніг. держ. технол. ун-т., 2013. – 337 с.

**ISBN 978–966–7496–39– х**

У монографії розглянуто теоретичні та практичні основи побудови та застосування універсальних регуляторів для промислових систем контролю та керування технологічними процесами. Висока якість перехідного процесу в замкненій системі керування досягається за рахунок використання принципів оптимального керування, ідентифікації об'єкту регулювання, ітераційної структури системи, адаптації регулятора та топології імпульсного перетворювача з покращеною динамікою.

Видання призначене для розробників промислових систем керування, науковців, аспірантів та студентів у галузі інформаційної та енергетичної електроніки.

**УДК 621.38:621.314  
ББК 31.264.5**

**ISBN 978–966–7496–39– х**

© Войтенко В. П., 2013

© Чернігівський державний технологічний університет, 2013

## СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	8
ВВЕДЕНИЕ.....	9
РАЗДЕЛ 1 УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ .....	11
1.1 Основные аспекты построения промышленных регуляторов.....	11
1.1.1 Базовый алгоритм регулирования.....	13
1.1.2 Структура промышленной системы автоматизации.....	15
1.1.3 Проблема настройки регулятора.....	17
1.1.4 Измерение эффективности управления процессом .....	20
1.1.5 Реализация системы с усовершенствованным ПИД-регулятором..	23
1.2 Элементная база управления импульсными преобразователями.....	25
1.2.1 Задачи микроконтроллеров в промышленных регуляторах .....	26
1.2.2 Основные характеристики и параметры микроконтроллеров.....	26
1.2.3 Сигнальные процессоры в управлении преобразователями.....	28
1.3 Прямое микропроцессорное управление преобразователем .....	34
1.3.1 Элементная база импульсных преобразователей.....	41
1.3.2 Схемы включения силовых вентиляей.....	43
1.3.3 Сопряжение микроконтроллера с силовыми вентилями .....	44
1.4 Гипотеза о модели объекта управления.....	45
1.5 Оптимальные системы автоматического управления .....	48
1.6 Проблема построения регулятора.....	50
1.7 Идентификация объекта управления.....	53
1.8 Выводы .....	57
РАЗДЕЛ 2 ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....	59
2.1 Формирование напряжения питания объекта управления в микропроцессорной системе точного позиционирования.....	59
2.2 Микропроцессорный регулятор квазирезонансного преобразователя..	68
2.3 Модуляция выходного напряжения силового преобразователя .....	78

2.3.1	Особенности объекта управления.....	79
2.3.2	Сравнение методов модуляции напряжения преобразователя.....	80
2.4	Способы реализации функций управления .....	84
2.4.1	Аппаратная реализация.....	85
2.4.2	Программная реализация.....	86
2.4.3	Программно-аппаратная реализация.....	87
2.4.4	Аппаратно-программная реализация.....	88
2.5	Искусственные нейронные сети в системах управления .....	92
2.6	Нечеткие промышленные системы .....	96
2.7	Генетические алгоритмы .....	98
2.8	Возможности использования интеллектуальных алгоритмов для управления производственными процессами .....	99
2.9	Выводы .....	101
<b>РАЗДЕЛ 3 КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА .....</b>		<b>103</b>
3.1	Полуфизическое моделирование промышленных объектов .....	103
3.1.1	Физические основы .....	104
3.1.2	Структура модели.....	108
3.1.3	Тестирование модели .....	109
3.2	Оптимальное управление квазирезонансным преобразователем с помощью сигнального процессора.....	112
3.2.1	Структура системы точного позиционирования.....	113
3.2.2	Регулятор положения .....	114
3.2.3	Реверсивная топология с регулятором тока .....	116
3.2.4	Техническая реализация регулятора .....	119
3.3	Понятие квазиоптимальности .....	121
3.4	Иерархический принцип построения структуры .....	133
3.5	Этапы алгоритма квазиоптимального регулирования.....	137
3.6	Выводы .....	140

РАЗДЕЛ 4 ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА .....	141
4.1 Система автоматического позиционирования .....	141
4.1.1 Алгоритм работы .....	141
4.1.2 Асимметричное регулирование .....	145
4.2 Система автоматического слежения.....	147
4.2.1 Основные источники ошибок слежения .....	148
4.2.2 Алгоритм работы .....	150
4.2.3 Схема моделирования .....	154
4.2.4 Отработка рассогласования.....	156
4.2.5 Реакция на дестабилизирующие факторы .....	160
4.2.6 Вопросы устойчивости.....	163
4.3 Алгоритм адаптации регулятора.....	164
4.3.1 Структура и алгоритм работы системы с адаптацией .....	165
4.3.2 Моделирование адаптивного ПИД-регулятора.....	169
4.3.3 Усовершенствованный алгоритм адаптации .....	171
4.3.4 Анализ работы адаптивного регулятора .....	172
4.4 Форсированные алгоритмы квазиоптимального регулятора.....	174
4.4.1 Базовый алгоритм.....	176
4.4.2 Управление с оценкой текущей ошибки.....	178
4.4.3 Несимметричное управление .....	179
4.5 Выводы .....	183
РАЗДЕЛ 5 НЕЙРОННЫЕ СЕТИ В УПРАВЛЕНИИ И ИДЕНТИФИКАЦИИ ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ .....	184
5.1 Задача идентификации объекта управления.....	184
5.1.1 Частотные методы идентификации .....	185
5.1.2 Регрессионные методы идентификации .....	187
5.2 Алгоритмы идентификации в квазиоптимальном регуляторе .....	189
5.2.1 Тестирующее воздействие.....	191
5.2.2 Алгоритм формирования управляющих воздействий.....	193

5.2.3	Этапы идентификации .....	194
5.3	Нейрорегулятор для управления промышленным объектом .....	201
5.3.1	Выбор параметров и метода обучения сети.....	202
5.3.2	Моделирование нейроконтроллера .....	208
5.4	Промышленный нейрорегулятор с улучшенной динамикой.....	209
5.4.1	Синтез эталонного регулятора .....	210
5.4.2	Обучение нейроконтроллера .....	216
5.5	Идентификация объекта управления с помощью ИНС.....	217
5.5.1	Алгоритм и структура нейроидентификатора.....	218
5.5.2	Анализ задачи идентификации нелинейного ОУ.....	221
5.5.3	Создание модели объекта управления .....	223
5.5.4	Номинальный режим оптимального управления.....	226
5.6	Выводы .....	229
<b>РАЗДЕЛ 6 КРИП С КВАЗИОПТИМАЛЬНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ .....</b>		<b>230</b>
6.1	Определение векторов состояния КРИП-ПНН .....	231
6.2	Векторы состояния повышающего КРИП-ПНТ .....	240
6.3	Моделирование КРИП-ПНТ.....	245
6.3.1	Модель КРИП-ПНТ на базе Power Electronics .....	245
6.3.2	SPICE-модель КРИП-ПНТ.....	247
6.3.3	Упрощенная модель КРИП-ПНТ .....	251
6.4	Моделирование элементов системы управления КРИП-ПНТ.....	252
6.4.1	Модель дискретного частотного модулятора.....	253
6.4.2	Моделирование элементов обратной связи по напряжению .....	258
6.5	Синтез регулятора и высокоуровневое программирование .....	259
6.5.1	Прототип системы управления повышающим КРИП .....	260
6.5.2	Синтез частотного модулятора .....	262
6.5.3	Цепи сигналов обратной связи.....	266
6.5.4	Задатчик уровня воздействия.....	271
6.5.5	Цифровой регулятор.....	272
6.6	Выводы .....	277

РАЗДЕЛ 7 РЕАЛИЗАЦИЯ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ .....	278
7.1 Экспериментальные исследования параллельного КРИП-ПНТ .....	278
7.1.1 Статические характеристики КРИП-ПНТ .....	281
7.1.2 Динамические характеристики КРИП-ПНТ .....	286
7.2 Микропроцессорный генератор для исследования КРИП-ПНТ .....	287
7.3 Генератор опорного гармонического сигнала.....	288
7.4 Встраиваемая система позиционирования с нейрорегулятором.....	292
7.5 Квазиоптимальное регулирование в процессе шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали .....	293
7.5.1 Формулирование требований к электроприводу .....	294
7.5.2 Выбор структуры и алгоритма работы привода.....	296
7.6 Импульсные преобразователи с квазиоптимальным регулятором в потенциостате .....	298
7.6.1 Формулирование требований к потенциостату.....	299
7.6.2 Синтез структуры .....	303
7.6.3 Особенности программного обеспечения.....	306
7.7 Выводы .....	308
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	311
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ .....	312
ПРИЛОЖЕНИЕ А <i>Simulink</i> -модели и <i>m</i> -файлы систем, блоков и узлов .....	324
Листинг А.1 – <i>m</i> -файл задания параметров и управления выводом .....	324
Листинг А.2 – <i>m</i> -файл для ПИД-регулятора.....	324
Листинг А.3 – <i>m</i> -файл для оптимального регулятора.....	326
Листинг А. 4 – <i>m</i> -файл для тестового воздействия .....	326
Листинг А.5 – <i>m</i> -файл для ОЦР с ШИМ и АИМ выходного напряжения	327
Листинг А.6 – <i>m</i> -файл для САС .....	327
Листинг А.7 – <i>m</i> -файл <i>S</i> -функции системы автоматического слежения	330
Листинг А.8 – <i>m</i> -файл моделирования повышающего КРИП-ПНТ.....	331
Листинг А.9 – <i>m</i> -файл задания для идентификации объекта.....	334

## ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Сокращение, термин, обозначение	Пояснение
АИМ	Амплитудно-импульсная модуляция
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
ВИМ	Времяимпульсная модуляция
ДПТ	Двигатель постоянного тока
ИНС	Искусственные нейронные сети
КРИП	Квазирезонансный импульсный преобразователь
КРИП-ПНН	Квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом напряжении
КРИП-ПНТ	Квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе
ЛД, ЛДПТ	Линейный двигатель постоянного тока
МК	Встраиваемый микроконтроллер
ОУ	Объект управления
ОЦР	Оптимальный цифровой регулятор
ПИД	Пропорционально-интегрально-дифференциальный
ПЛК	Программируемый логический контроллер
ПРПФ	Параллельный регистр приращения фазы
РКРП	Реверсивный квазирезонансный преобразователь
РП	Регулятор-прототип
РШИП	Реверсивный широтно-импульсный преобразователь
РЭК	Радиоэлектронный компонент
САП	Система автоматического позиционирования
САС	Система автоматического слежения
САУ	Система автоматического управления
СЛИ	Скачкообразно-линейные импульсы
СД	Синхронный детектор
СМП	Сигнальные микропроцессоры
СТП	Система точного позиционирования
СУРК	Система управления квазирезонансным ключом
ТАК	Теория автоматического управления
ФАПЧ	Фазовая автоподстройка частоты
ЧИМ	Частотно-импульсная модуляция
ШИМ	Широтно-импульсная модуляция
DDS	Прямой цифровой синтез
GA	Генетический алгоритм
NARX	Нелинейная авторегрессивная сеть с экзогенными входами



## ВВЕДЕНИЕ

Повышение эффективности высокотехнологичного материального производства как традиционной, так и инновационной продукции, остается для Украины актуальной общенациональной проблемой, решение которой возможно при широком использовании автоматизированных систем управления.

Электрические полупроводниковые преобразователи в составе таких систем служат для дозированной передачи электроэнергии от источника к процессу. Эффективность выполнения этой функции в значительной степени определяется используемым автоматическим регулятором, который воздействует на вход преобразователя с целью получения желаемого качества регулируемого параметра. Таким образом, регулятор вместе с преобразователем работают, как единое целое, причем структура одного из них предопределяет построение другого. Критерии выбора регулятора – высокая точность задания и поддержания требуемого параметра, надежность функционирования, минимальное время и материальные ресурсы, затрачиваемые на регулирование. Важную роль также играет минимизация пусконаладочных затрат при интеграции системы [23].

При решении ряда производственных задач нужно перевести объект из начального состояния в требуемое без перерегулирования за конечное и минимальное время [40]. Примеры промышленных процессов, где востребованы автоматические системы управления, оптимизированные по быстродействию и без перерегулирования: шлифование со скрещивающимися осями инструмента и детали [58]; разнообразные технологии, связанные с нагревом рабочего тела; процесс литья под давлением [106]; работа гидро- и пневмосистем, транспортных роботов, исследования в области электрохимической коррозии [13] и др.

Вследствие недостатка априорной информации об объекте, вариации его параметров, помех, невозможности практической реализации амплитудно-импульсной модуляции и т.п. построение оптимальных систем автоматического управления в реальном времени на практике, где дополнительные ограничения накладывают вычислительные ресурсы существующей элементной базы –

встраиваемые микроконтроллеры, – оказывается невозможным. Поэтому в этих случаях изначально имеет смысл ставить вопрос о разработке квазиоптимальных систем, т.е. – близких к оптимальным; таких, которые могут использоваться в качестве оптимальных в практических целях.

Эффективному управлению импульсным преобразователем в составе промышленной системы автоматического управления посвящены исследования таких отечественных ученых, как И.В.Волков, А.И.Денисов, В.Я.Жуйков, К.А.Липковский, В.С.Руденко, В.И.Сенько, А.К.Шидловский, Н.Н.Юрченко и др. В известных работах в комплексе не решена такая научно-техническая задача, как получение оптимального по быстрдействию и без перерегулирования переходного процесса при работе на нагрузку с неопределенными параметрами, а также инвариантность и к заданию, и к возмущению по параметру. Приблизиться к ее решению можно путем разработки структур и алгоритмов адаптивного квазиоптимального регулирования, в которых импульсный преобразователь в связке с объектом управления является предметом идентификации, а полученная опорная модель реализуется программно-аппаратными средствами встраиваемого микроконтроллера и используется в контуре системы автоматического управления ключами импульсного преобразователя.

В настоящей работе рассмотрены теоретические основы, описывающие поведение импульсных преобразователей с адаптивным квазиоптимальным регулированием, а также научно-обоснованная методика их проектирования и оценки характеристик. Результативные исследования в данном направлении позволят повысить качество вновь создаваемых и модернизируемых производственных систем автоматической обработки информации и управления и обеспечить экономию электроэнергии, материальных ресурсов, времени настройки и выполнения технологического процесса.

## РАЗДЕЛ 1

### УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ

В разделе представлена проблематика современных систем управления для промышленных приложений: определения, категорийный аппарат, сферы применения, основные характеристики и параметры, алгоритмы разработки и эксплуатации, методика настройки и актуальные задачи.

#### 1.1 Основные аспекты построения промышленных регуляторов

Создание высококонкурентных товаров и полуфабрикатов базируется на системах управления качеством, направляющих и контролирующей деятельность организации по качеству [50]. Важнейшим компонентом такой системы на современном производственном предприятии, помимо организационной, является техническая составляющая, в том числе – автоматические регуляторы, используемые для контроля и управления производственными процессами. Критериями выбора регулятора чаще всего выступают высокая точность задания и поддержания требуемого параметра, надежность функционирования, а также минимальное время и материальные ресурсы, затрачиваемые на регулирование. Не последнюю роль играет также и минимизация пусконаладочных и эксплуатационных затрат. Единственный полностью возобновляемый ресурс, расходы на который оправданы в конечной цене изделия – это интеллектуальные затраты на разработку и создание новой техники [15].

Если говорить о качестве переходного процесса, то при решении многих производственно-технических задач требуется перевести некий параметр объекта управления из начального состояния в заданное без перерегулирования за конечное и минимальное время [40]. К известной в ТАУ, как задача оптимизации по быстрдействию, здесь добавляется еще одно важное требование: отсутствие перерегулирования. Причем эту погрешность САУ нельзя рассматривать упрощенно, опираясь исключительно на уровень регулируемого параметра. Де-

ло в том, что удовлетворительное поведение в процессе регулирования основной переменной состояния может сопровождаться нежелательным превышением других [25]. Например, при релейном регулировании положения ДПТ подача максимальных знакопеременных напряжений может приводить к чрезмерным токам обмоток в моменты коммутаций. Т.е., в системе существуют дополнительные (неявные) ограничения на регулирование.

В качестве примеров промышленных процессов, в которых востребованы автоматические системы управления, оптимизированные по быстрдействию, без перерегулирования, можно привести технологический процесс шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали [58]; разнообразные технологии, связанные с нагревом рабочего тела [18, 106]; процесс литья под давлением; работу гидро- и пневмосистем, транспортных роботов, исследований в области электрохимической коррозии [13, 86, 87] и др.

Обеспечение высокой точности на практике выливается в необходимость построения иерархической системы, состоящей из некоторого количества локальных подсистем, каждая из которых решает задачу стабилизации требуемого производственного параметра в своем диапазоне ошибок. Использование цифровых регуляторов [65] в замкнутых системах управления промышленными объектами актуализирует проблему организации интерфейса между интеллектуальным звеном системы (регулятором) и процессом (объектом управления). Эту связь наиболее эффективно (с точки зрения и энергетики, и динамики) можно реализовать с помощью импульсного преобразователя.

Резюмируя сказанное выше, можно отметить, что массовый (средне- и крупносерийный) промышленный регулятор должен содержать близкую к оптимальной иерархическую итерационную систему управления с возможностью адаптации и автоматической параметрической идентификации объекта управления. Разработка методов проектирования адаптивных близких к оптимальным промышленных регуляторов с автоматической параметрической идентификацией объектов управления представляет собой актуальную научно-техническую проблему, практическое решение которой становится возможным

сегодня за счет существенных достижений в области информационной и силовой электроники [15].

Современное эффективное промышленное производство базируется на широком использовании высоких технологий, ярким представителем которых являются программируемые логические контроллеры (ПЛК – PLC). ПЛК нового поколения включают традиционный регулятор, интерфейс оператора, устройство ввода/вывода и устройство сетевой поддержки. Все это компоуется в единый блок, который можно программировать с помощью стандартизированных программных пакетов [127]. Важное преимущество подобного устройства: разработка и регулятора, и системы отображения информации могут выполняться одновременно, в одной и той же программе. Это не только снижает время разработки, но и позволяет преодолеть проблемы взаимодействия между человеко-машинным интерфейсом (дисплей, кнопки и т.д.) и регулятором. Рассмотрим основные проблемы именно управляющей части ПЛК, не рассматривая функции человеко-машинного интерфейса.

### ***1.1.1 Базовый алгоритм регулирования***

Выбор базового алгоритма работы промышленного регулятора является нетривиальной задачей. Это вызвано, прежде всего, излишком известных способов решения задач управления: от примитивных до исключительно сложных. Тем не менее, в кругу промышленных практиков наиболее популярным остается регулятор, известный уже больше шестидесяти лет – пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД). Как известно, для пропорционального регулятора, выход которого определяется произведением ошибки рассогласования на коэффициент регулирования, характерно наличие постоянной ошибки. Введение интегральной составляющей в закон регулирования устраняет эту проблему, но добавляет другие (неустойчивость в замкнутой системе, например). Использование производной ошибки по времени снижает перерегулирование и «рыскание» выходной переменной. Идеализированное уравнение ПИД-регулятора имеет вид:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (1.1)$$

где  $K_p$  – пропорциональный коэффициент передачи;  
 $e(t)$  – ошибка рассогласования между заданием и выходом;  
 $T_i$  – постоянная интегрирования;  
 $T_D$  – постоянная дифференцирования.

Практически все новые разрабатываемые промышленные системы регулирования являются цифровыми, т.е. такими, в которых входные и выходные переменные регулятора дискретизированы во времени, во-первых, и квантованы по уровню, во-вторых. Алгоритм работы такого ПИД-регулятора, наилучшим образом приспособленный к особенностям цифровых вычислителей, может быть представлен следующим образом:

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + \Delta u(k); \\ \Delta u(k) &= q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2); \\ q_0 &= K_p \left( 1 + \frac{T_D}{T} \right); q_1 = -K_p \left( 1 + 2 \frac{T_D}{T} - 2 \frac{T_D}{T_i} \right); q_2 = K_p \frac{T_D}{T}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

где  $k = 0, 1, \dots, t/T$  – номер шага дискретизации;  
 $T$  – длительность шага дискретизации.

Замена интеграла конечной суммой в (1.2) выполнена методом прямоугольников. Применение метода трапеций позволяет повысить точность аппроксимации, однако усложняет вычисления.

Известно множество модификаций базового ПИД-алгоритма, адаптированного к конкретным практическим задачам. Дифференциальная составляющая при скачкообразном изменении задания формирует резкий бросок сигнала на выходе регулятора. Это может оказаться крайне нежелательным там, где требуется медленное и постоянное изменение на выходе регулятора. Например, в регуляторе комнатной температуры порции горячего воздуха после каждой перенастройки термостата не только некомфортны для пользователей, но и снижают надежность работы нагревателя. В подобных случаях целесообразно

вычислять производную по инверсному значению переменной процесса, а не прямо по ошибке. При постоянном задании регулятор идентичен обычному. Отличия проявляются только при резком изменении задания.

Очевидно, что результаты, которые можно достичь при использовании ПИД-регулятора, зависят от характера и параметров процесса, для управления которым регулятор используется. Начиная с 1980-х и к настоящему времени ряд альтернативных разновидностей ПИД-методов вышли из исследовательских лабораторий и были внедрены в промышленность в сложных замкнутых системах управления. Эти методы содержат элементы искусственного интеллекта, адаптивного управления, прогнозного управления с моделью.

Одной из таких разработок является, например, "SuperPID" фирмы Honeywell Automation & Control Solutions, входящий в состав экспертной системы (Process Knowledge System – PKS) Experion фирмы Honeywell. Известный под названием Profit Loop предикативный (т.е. – с прогнозом по модели,) SuperPID алгоритм управления, предлагается для работы на наиболее низком уровне иерархии, обычно занятом ПИД-регуляторами. Перспективным направлением является также использование оптимальных регуляторов, алгоритм работы которых построен, исходя из обеспечения высокого качества переходного процесса. Введение субалгоритмов идентификации [15, 16] позволяет резко расширить сферу применения контроллеров, в которых заложен подобный подход.

### ***1.1.2 Структура промышленной системы автоматизации***

Современная элементная база систем управления (высокопроизводительные микроконтроллеры с развитой резидентной периферией) открывает возможности практической реализации даже весьма сложных алгоритмов. Рассмотрим обобщенную структуру промышленной системы автоматизации (рисунк 1.1 [14]), для которой понадобится проанализировать переходные процессы и сформулировать проблематику разработки алгоритмов управления ключами импульсного преобразователя, обеспечивающих требуемое качество переходного процесса.

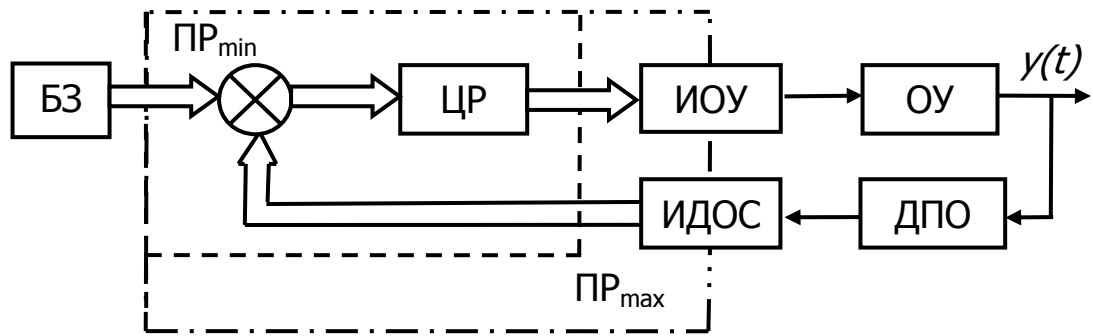


Рисунок 1.1 – Типовая структура промышленной системы автоматизации

Здесь  $y(t)$  – регулируемый (чаще всего – аналоговый) параметр;

БЗ – блок задания. В данном случае – цифровой. Ему может предшествовать аналоговое устройство задания;

ЦР – цифровой регулятор;

ОУ – электрически управляемый процесс (чаще всего – аналоговый);

ИОУ – интерфейс с объектом управления (ЦАП, усилитель, импульсный преобразователь энергии);

ДПО – датчик параметров объекта;

ИДОС – интерфейс с датчиком обратной связи (АЦП, счетчик, кодер);

ПР – промышленный регулятор.

Задача ЦР – выработка по коду рассогласования цифровых сигналов управления таких, которые, после преобразования в ИОУ, обеспечат адекватные параметры электроэнергии на входе ОУ. Адекватность понимается, исходя из цели системы управления. Наиболее часто требуется обеспечить заданное качество переходного процесса и стабилизации выходного параметра или слежения за ним.

В качестве регуляторов сегодня наиболее часто используются ПИД-регуляторы, которые иногда называют классическими. Главные их достоинства – проста структуры (алгоритма работы), а также универсальность применения. Коэффициент передачи по ошибке аналогового ПИД-регулятора в параллельной форме описывается выражением (1.3) [116]:



$$C = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{T_f s + 1}, \quad (1.3)$$

где  $K_p$ ,  $K_i$  и  $K_d$  – коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющей;

$T_f$  – постоянная времени фильтра дифференциальной составляющей первого порядка.

Работа дискретного ПИД-регулятора в параллельной форме описывается следующим выражением (1.4) [116]:

$$C = K_p + K_i IF(z) + \frac{K_d}{T_f + DF(z)}, \quad (1.4)$$

где  $K_p$ ,  $K_i$  и  $K_d$  – коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющей;

$IF(z)$  и  $DF(z)$  – функции дискретного интегрирования для интегратора и фильтра дифференциальной составляющей. Обычно  $IF(z) = DF(z) = T_s z / (z - 1)$ ;

$T_s$  – шаг дискретизации;

$T_f$  – постоянная времени фильтра первого порядка для дифференциальной составляющей.

Стандартная форма ПИД-регулятора (1.5) [120] описывает поведение регулятора с точки зрения полного пропорционального усиления  $K_p$ , постоянных времени интегрирования и дифференцирования  $T_i$  и  $T_d$ , а также делителя фильтра  $N$ :

$$C = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i} \frac{1}{s} + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right). \quad (1.5)$$

### **1.1.3 Проблема настройки регулятора**

Если использовать неадекватные константы настраиваемого регулятора, система управления не обеспечит требуемых характеристик и даже может стать

неустойчивой. Следовательно, необходимо настроить параметры регулятора путем соответствующего выбора констант регулирования. При использовании ПИД-алгоритма нужно выбрать наилучшие значения величин  $K_p$ ,  $T_i$  и  $T_d$ . Чаще всего это – субъективная процедура, зависящая от процесса. Широко используемый прямой метод настройки ПИД-регулятора заключается в следующем [122]. Во-первых, регулятор устанавливается исключительно в пропорциональный режим путем сброса интегрального и дифференциального коэффициентов в ноль. Затем устанавливается малое значение коэффициента усиления регулятора ( $K_p$ ). После этого выполняется небольшое изменение задания (или нагрузки) и наблюдается реакция регулируемой переменной. Если  $K_p$  мал, реакция будет инерционной. Далее увеличивают  $K_p$  в два раза и снова незначительно изменяют задание или нагрузку. Продолжая двукратное увеличение  $K_p$ , добиваются колебательной реакции. В конце концов,  $K_p$  подстраивают до значения, когда на выходе возникают незатухающие колебания. Это значение коэффициента называют предельным или критическим усилением  $K_u$ , которое определяет запас по усилению системы. Фиксируемый в этой точке период колебаний ( $P_u$ ) называют критическим периодом, причем

$$P_u = (2\pi)/\omega_{сг},$$

где  $\omega_{сг}$  – частота среза коэффициента усиления.

Коэффициенты закона регулирования получают из таблицы 1.1.

Таблица 1.1 – Расчет постоянных закона регулирования

Регулятор	$K_p$	$T_i$	$T_d$
П	$K_u/2$		
ПИ	$K_u/2,2$	$P_u/1,2$	
ПИД	$K_u/1,7$	$P_u/2$	$P_u/8$

Из недостатков ПИД-регуляторов можно выделить следующие:

1. Часто не обеспечивается нужный характер переходного процесса.
2. Существуют серьезные проблемы с автоматизацией настройки. Известные алгоритмы [1] настройки грешат эмпиричностью и субъективизмом. Как правило, эти методы предполагают итерационный подбор параметров и

опираются на апостериорную оценку качества переходного процесса человеком

3. Специфические трудности могут возникнуть при управлении импульсным преобразователем вследствие особенностей выходного сигнала регулятора.

Тем не менее, именно этот наиболее распространенный вид регулятора далее рассматривается, как эталон для сравнения. Традиционный ПИД-регулятор успешно выполняет свою основную функцию устранения ошибки в том случае, когда он правильно настроен под конкретное приложение. Наиболее популярным методом настройки является метод Циглера-Николса, разработанный в начале 40-х годов XX столетия.

Разомкнутый метод настройки, который базируется на формулах Кохена-Куна, обеспечивает вычисление коэффициентов ПИД на основании измерения нескольких параметров переходного процесса. Одна из проблем при *цифровом* регулировании – это необходимость дополнительных подстроек в диапазоне допустимых выходных значений и интервалов управления. Замкнутый метод Циглера-Николса базируется на измерении параметров колебательного процесса в системе. Однако создание и поддержание колебаний часто в производственном процессе недопустимы. Поэтому разработано множество других методов настройки ПИД-регуляторов. Их объединяет общая черта, источником которой является собственно закон управления. Эта черта – недоучет особенностей объекта управления, изначально произвольный (субъективный, неопределенный) выбор значений коэффициентов регулирования. Отсюда – сложность алгоритмизации процесса их автоматического определения.

Упомянутый выше SuperPID фирмы Honeywell обеспечивает прогнозное управление по модели высокого порядка только с одной кнопкой, задающей скорость отклика контура. Разработчики считают, что SuperPID превзойдет традиционные ПИД-контроллеры также по быстрдействию благодаря снижению флуктуаций, вызванных шумами измерения переменной процесса. Экспертная система Experion PKS содержит и ПИД, и SuperPID, чтобы дать возможность интерактивной миграции к новой технологии. Фирма выполнила разработку таким образом, чтобы пользователи, которые не имеют опыта работы с

прогноznым управлением по модели, смогли ее использовать. Пуско-наладка, интерфейс и работа весьма схожи с ПИД.

В отличие от ПИД квазиоптимальный регулятор, изначально построенный не на эмпирических соображениях, а на основе аналитического подхода, позволяет сформулировать четкий алгоритм настройки, который включает формирование безопасного тестового воздействия, идентификацию объекта регулирования и получение близкого к оптимальному переходного процесса [33].

#### *1.1.4 Измерение эффективности управления процессом*

"Качественное управление" важными переменными процесса – ключевое требование безопасного и экономичного производства. Вопрос измерения эффективности управления, особенно – в контексте построения продвинутых систем управления – является актуальным. Прежде всего, необходим ответ на вопрос: что означает "качественное управление", а также (более конкретно), что такое "лучшее/ усовершенствованное управление". "Качественное управление" можно интерпретировать, как необходимое или ожидаемое поведение переменной. Само требование изменяется от процесса к процессу. Иногда, например, необходимо поддерживать температуру всего лишь в диапазоне  $\pm 2^\circ\text{C}$ ; в другом случае требование может составить и  $\pm 0,2^\circ\text{C}$ .

Таким образом, пока переменная находится, или изредка выходит за пределы некоторого диапазона, пользователь системы управления доволен, а управление можно называть "качественным". "Лучшее управление" может означать две вещи: прежде всего, сокращение диапазона изменения регулируемой переменной, а во-вторых – сглаживание влияния на процесс.

Это, однако, не дает информации о *количественных* параметрах эффективности управления и потенциальных преимуществах улучшенного управления. Если оптимальное целевое значение какой-то переменной для данного процесса известно, очевидно, что любое отклонение от этой цели (или задания) означает неоптимальную работу. Следствиями могут быть экономические потери, или угроза безопасности, окружающей среде.

Чтобы определить величину потерь, необходимо *в любой момент* знать, насколько близко переменная поддерживается в районе заданного значения, а также, как быстро она может отслеживать изменения задания. Т.е. нужно *измерять* фактическое поведение, его эффективность.

Для измерения эффективности существуют следующие методы:

1) Изменение задания. Желательно, чтобы процесс отслеживал изменение задания с наиболее высокой скоростью. Иначе говоря, меньшее отклонение от задания лучше. Два известных метода (ISE и IAE) просто суммируют с накоплением (в дискретном пространстве с выборками) квадрат отклонения (ошибки) от задания или ее абсолютное значение, соответственно, спустя некоторое время после изменения задания. Два других метода (ITSE и ITAE) делают то же самое, но вдобавок умножают ошибку на время, которое прошло с момента изменения задания. Таким образом, они в большей степени штрафуют медленные отклики. В обоих случаях меньшее число дает лучшую эффективность. Эти методы хорошо подходят для оценки эффективности регулятора относительно изменений задания, поскольку реализуются в процессе настройки.

2) Для интерактивного текущего контроля эффективности, а также для вывода о качестве отработки возмущения вышеприведенные методы не подходят. В этом случае более эффективны вычисления и мониторинг дисперсии (или среднеквадратичного отклонения), среднего отклонения и средней величины переменной.

Улучшенное управление предполагает не только сокращение изменения регулируемой переменной, но также и уменьшение потребления ресурса. Пример: жесткое регулирование температуры в печи можно обеспечить и релейным (двухпозиционным), и простым ПИД-регулятором. Продвинутое управление или работа с эталонной моделью, хотя и не столь существенно уменьшают колебания температуры, однако могут значительно сократить затраты горючего благодаря более сглаженному управляющему воздействию. В данном конкретном случае эффект можно выразить в тысячах грн./МВт за год.

Кроме того, очень важна оценка исправности (рабочего состояния) кон-

троллеров / системы, – т.н. "эксплуатационный коэффициент" (ЭК). Фактически, полный ЭК является хорошим индикатором качества всех организационно-технических мероприятий – и, разумеется, управления производственным процессом. Прежде всего, следует определить процент контроллеров, которые заменены на ручное управление, процент контуров, которые всегда разомкнуты. Каждый контроллер сам по себе стоит денег и устанавливается с целью получения экономического эффекта, который теряется, если нельзя использовать все функциональные возможности.

Сжатие диапазонов вариации ключевых переменных с помощью лучшего, т.е. более точного управления – это основное преимущество замкнутого, а в особенности – продвинутого управления.

Уменьшение девиации, например, температуры предварительно нагретой печи позволит приблизиться к максимально допустимому значению температуры материала корпуса и, таким образом, – к более высокой средней температуре. Таким образом, удастся повысить, например, границу кипения фракций и облегчить фракционирование в перегонной колонне или превращение в реакторе. Это, в конечном итоге, позволяет увеличить выход изделий.

Как упоминалось выше, нужно также контролировать использование ресурса (управляющая переменная). При уменьшении дисперсии ресурса, например, – степени открытия вентиля, – можно повысить среднее значение и, таким образом, увеличить производительность. Пример: контроллер, в котором для поддержания заданного уровня выходной сигнал изменяется в пределах от 80 до 100% (что в среднем приблизительно 90%), менее производителен, чем тот, в котором требуемое изменение лежит в пределах лишь  $\pm 5\%$  (в среднем 95%).

Поддержание воздействия с минимальным разбросом относительно номинала – достаточно простая задача. А вот плотное регулирование температуры, например, ставит уже намного больше вопросов и может обусловить использование более продвинутых методов. Точное качественное управление обычно базируется на регуляторе с опорной моделью.

Постепенно обязательным становится интерактивное измерение и кон-

троль эффективности ключевых переменных процесса – даже, если они не охвачены контуром управления. Вначале это можно использовать для разработки замкнутого контура управления. Потом, на основе ожидаемого повышения эффективности, можно оценить потенциальные преимущества. В конце концов, достигнутые улучшения можно будет легко сравнить с базовым процессом.

Если говорить о таких смежных сферах, как статистическое управление процессом, а также – статистическая гарантия качества, то их применение дает информацию об эффективности контролируемой переменной, но в большинстве случаев (вследствие использования усредненных данных) на регулятор поступают только искаженные значения: пики срезаются и, вдобавок, сдвигаются во времени. Кроме того, использование только лишь таких методов само по себе недостаточно, так как невозможно выполнить прямую автоматическую компенсацию любого отклонения. Это – задача замкнутого управления процессом.

### ***1.1.5 Реализация системы с усовершенствованным ПИД-регулятором***

Регулирование температуры – это сформировавшаяся и, в значительной степени, неизменяющаяся область технологии. Однако существуют такие промышленные приложения (например, процессы литья под давлением), в которых требуется не только точное регулирование температуры, но и наиболее быстрое достижение фазы прогрева, а также – отработка возмущений с минимальным перерегулированием и колебаниями при изменении задания. Традиционные ПИД-методы управления не в полной мере отвечают этим дополнительным требованиям. Поэтому рассмотрим процедуру разработки усовершенствованного ПИД-терморегулятора [106].

Различная скорость (постоянная времени) процессов нагрева и охлаждения требует динамической адаптации коэффициентов регулирования ПИД в соответствии с заданным значением температуры. Для такой адаптации необходима модель нагревателя – обратная статическая характеристика процесса нагрева, причем выход этой модели используется в качестве переменной упреждения. Переменная упреждения вместе с выходом интегральной составляющей

может, с другой стороны, помочь в настройке (обучении) модели нагревателя, чтобы она соответствовала процессу нагрева.

Попытка оптимизации алгоритма управления по времени привела авторов [106] к разделению общего диапазона регулирования температуры на три поддиапазона с различными законами управления в каждом. В первом поддиапазоне (для температур значительно ниже установленного значения) и последнем (для температур значительно выше задания), прикладывается постоянная (максимальная или нулевая, соответственно) мощность, а интеграл ошибки регулирования сохраняется. В среднем поддиапазоне (с заданным значением в центре), действует линейное ПИД-регулирование. В этой, так называемой, зоне линейного регулирования, может использоваться другая нелинейность – предел ошибки регулирования (regulation error limit – REL). Это помогает ограничивать пере-/недерегулирование температуры.

Структурная схема расширенного ПИД терморегулятора (рисунок 1.2), подходит для наиболее требовательных приложений. На рисунке обозначены:

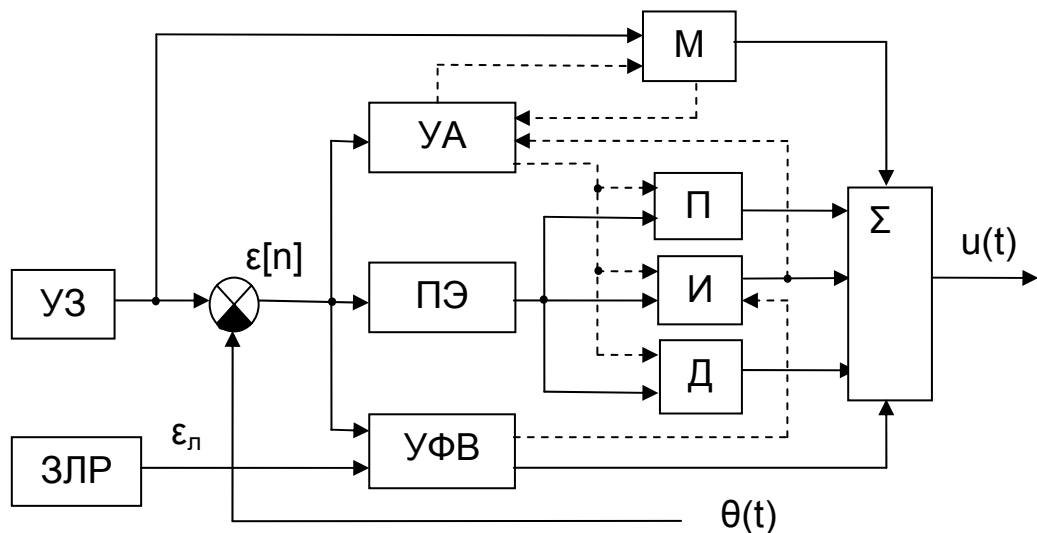


Рисунок 1.2 – Структура промышленной системы автоматизации с расширенным ПИД-регулятором

УЗ – устройство задания уровня выходного параметра;

ЗЛР – датчик зоны линейного регулирования;

УА – устройство адаптации;



ПЭ – пороговый элемент для задания предела ошибки регулирования;  
 УФВ – устройство формирования нулевого/максимального воздействия;  
 М – модель нагревателя;

П, И, Д – формирователи пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющей выходного воздействия, соответственно;

$\theta(t)$  – сигнал обратной связи по температуре;

$\varepsilon[n]$  – сигнал рассогласования;

$\varepsilon_{л}$  – порог линейного регулирования;

$u(t)$  – сигнал выходного воздействия.

Алгоритм работы УФВ следующий:

- 1) если  $\varepsilon[n] < \varepsilon_{л \min}$ , то  $u(t)=0$ ;
- 2) если  $\varepsilon_{л \min} \leq \varepsilon[n] \leq \varepsilon_{л \max}$ , то  $u(t)$  определяется выбранным вариантом реализации ПИД-закона управления, т.е. (1.1)...(1.5);
- 3) если  $\varepsilon[n] > \varepsilon_{л \max}$ , то  $u(t)=U_{\max}$  (максимально-допустимое воздействие).

ПЭ обеспечивает ограничение ошибки регулирования в диапазоне:

$$\varepsilon_{REL \min} \leq \varepsilon[n] \leq \varepsilon_{REL \max}.$$

Таким образом, в данном случае мы имеем пример реализации многозонного адаптивного регулирования с опорной моделью.

Даже такой, казалось бы, простой процесс, как регулирование температуры, может стать сложной задачей, если необходимы дополнительные свойства, такие, как быстрая фаза прогрева. Реализация расширенного ПИД-контроллера на базе традиционного может стать серьезной проблемой, особенно, если нужна возможность автонастройки для нахождения оптимальных постоянных ПИД. Кроме того, рассмотренные пример содержит релейный регулятор, в котором, как было показано выше, невозможно избежать перерегулирования и оптимизировать расход управляющего воздействия.

## 1.2 Элементная база управления импульсными преобразователями

Либерализация международной торговли позволяют отечественным разработчикам устройств промышленной электроники использовать наиболее со-

временную элементную базу и, на ее основе предлагать конечным потребителям наукоемкую продукцию. Проанализируем представленные на рынке Украины встраиваемые микроконтроллеры (МК) с точки зрения использования в разработках систем управления производственными процессами [17].

### ***1.2.1 Задачи микроконтроллеров в промышленных регуляторах***

Как вытекает из их названия, микроконтроллер – это, прежде всего, устройство управления (контроля). Среди разнообразия задач, решаемых МК в устройствах промышленной электроники, отметим следующие.

1. Цифровое регулирование в контуре системы управления. В качестве примера можно привести системы регулируемого электропривода, применение в преобразователях электрической энергии, разнообразных технологических устройствах.

2. Сбор, первичная обработка информации, которая поступает от датчиков, и передача ее с помощью промышленных интерфейсов. Это, прежде всего, – системы измерения и контроля разнообразных параметров в производстве и на транспорте.

3. Отображение информации в обслуживаемых системах.

Преимущества цифровых систем и, в частности, программированной логики, общеизвестны. Поэтому разработчикам промышленных электронных систем интересно нынешнее состояние рынка таких специфических электронных компонентов, которыми являются МК.

### ***1.2.2 Основные характеристики и параметры микроконтроллеров***

С учетом изложенных выше направлений применения МК в промышленной электронике из всего разнообразия характеристик и параметров выделим следующие две, наиболее существенно влияющие на качественные показатели конечного изделия:

1. *Производительность.* Эта характеристика на практике измеряется самыми разными параметрами (тактовая частота, продолжительность командного

цикла, количество операций в секунду и т.д.). Тем не менее, известные количественные параметры оценки производительности не позволяют решить проблему выбора МК, поскольку все они существенным образом зависят от такого качественного показателя, как *архитектура* МК. В процессе разработки электронного устройства обычно нужен ответ на единственный вопрос: успеет ли МК решить поставленную задачу? К сожалению, ответ может быть дан только после написания программы, что, чаще всего, – весьма трудоемкий процесс.

Поэтому при выборе МК важную роль играют субъективные факторы: привычность системы команд, наличие библиотек стандартных программных процедур, для которых заранее известны затраты времени на реализацию той или иной функции управления. В определенной мере облегчают выбор МК специальные программы оценивания, которые поставляются со многими МК (*UpBuilder, Algorithm Builder* [17] и др.). Тем не менее, и в этом случае остается необходимость хотя бы первичного знакомства с конкретным МК.

2. *Наличие встроенных аппаратных средств.* Стратегическая линия развития всех МК для промышленных применений – это интеграция на едином кристалле обычного (типичного) процессорного ядра и разнообразных устройств, которые традиционно добавлялись на плату блока в виде отдельных компонентов. Такой подход превращает МК в *систему на кристалле* и снижает габариты, энергопотребление устройства, его стоимость, повышает надежность. Таким образом, преимущество нужно отдавать тем МК, которые без существенного увеличения стоимости позволяют реализовать больше вариантов промышленных устройств. В этом случае окупаются затраты, связанные с изучением МК и приобретением или разработкой средств отладки.

В качестве иллюстративного примера в таблице 1 [17] приведены параметры, которые **в совокупности** не реализованы ни в одном из МК, реально присутствующих на рынке, но удовлетворили бы требованиям разработчика широкого класса электронных систем.

Приведенные данные актуальны для разработчиков промышленных систем автоматизации, поскольку облегчают выбор МК для изучения и примене-

ния в новых разработках. Подобные таблицы опытный специалист должен разрабатывать и корректировать на базе доступных ему информационных источников самостоятельно. Тем не менее, к периодическому обмену данными (сверке) и дискуссиям относительно “идеального МК” и его конкретных параметров целесообразно привлечь как можно больше специалистов [17].

В новых разработках (НИР и ОКР), а также в учебном процессе целесообразно использовать идеологию **нескольких** МК. Это сохраняет конкуренцию производителей на рынке компонентов. В то же время, невозможно (да и нет потребности) работать со всеми представленными МК. Достаточно выбрать 3...4 семейства. По собственному опыту каждый специалист, который работал с МК, может подтвердить, что время усвоения каждого следующего МК довольно существенно сокращается. Конечно, изучать несколько контроллеров сложно, но возможно. Тем не менее, для этого нужны соответствующие аппаратные, программные средства и методическое обеспечение.

### ***1.2.3 Сигнальные процессоры в управлении преобразователями***

Обеспечение высоких параметров электротехнических и электротехнологических комплексов невозможно без их широкой автоматизации, использования *оптимальных* систем автоматического управления (САУ) и регулирования. Следует отметить серьезные достижения в области *теории* таких систем. Однако *практическая реализация* оптимальных регуляторов, которые встраиваются в оборудование, сдерживается ограниченными возможностями применяемой элементной базы с точки зрения поддержки сложных математически насыщенных алгоритмов в *реальном времени* [27].

Традиционной основой построения САУ являются однокристалльные микроконтроллеры [17]. При создании оптимальных регуляторов разработчик опирается на наиболее критическую характеристику микропроцессорных средств – *производительность*. Несмотря на существенное улучшение таких количественных параметров, как тактовая частота, длительность командного цикла, количество операций в секунду и т.д. [7], проблема быстродействия управления

сохраняет актуальность вследствие несоответствия архитектуры требованиям теории оптимальных систем.

Во время решения задач цифровой обработки сигналов (телекоммуникации, радиотехника, распознавание, а теперь также и управление) широкое применение находят *сигнальные микропроцессоры* (СМП). Архитектурные особенности СМП привлекательны для их использования в качестве оптимальных цифровых регуляторов. Проанализируем возможности применения сигнальных процессоров в оптимальных системах управления электронными системами.

Эффективная работа электротехнических и электротехнологических установок и систем в разных областях хозяйства требует исследования возможностей улучшения характеристик подобных изделий и создание соответствующих методов их инженерного проектирования. Предметами исследования могут быть электромеханические и электромехатронные системы, электротехнологические комплексы, электрофизические установки, системы электроснабжения, автономные системы электропитания.

Вопрос построения оптимальных САУ актуален в современной теории автоматического управления (ТАУ). Задачи оптимизации и адаптации ставились и решались в рамках классической ТАУ еще в начале 60-х годов XX ст. Однако при этом достигалась оптимизация в «малом», т.е. выполнение заранее разработанной программы, стабилизация программного движения путем решения множества частных задач на каждом этапе или режиме технологического процесса. Достижение конечной цели управления в этом случае вырабатывается на *стадии проектирования* на основе априорной информации с помощью методов, внешних относительно данной теории [90].

Основы современного оптимального подхода в ТАУ заложены в известных работах Л.С.Понтрягина и его школы [6], а также Р.Беллмана [3] и Р.Калмана. Важнейшим требованием является оптимальное использование на каждом этапе или режиме функционирования системы всех размещаемых ресурсов (энергетических, информационных, вычислительных и др.) для достижения главной для этого этапа цели при соблюдении множества ограничений.

Фундаментальная проблема оптимизации в «большом» в реальном времени процесса управления порождает ряд серьезных задач и методов их решения.

1. Использование всей априорной информации об управляемом процессе или объекте в виде *математической модели* не только на стадии проектирования, но и в процессе функционирования системы.

2. Оптимальное оценивание параметров по экспериментальным данным, т.е. *идентификация*, в частности – параметрическая, осуществляемая в реальном времени в эксплуатационных режимах.

3. Собственно *оптимальное управление* движением «в большом»: формирование алгоритмов оптимального достижения более важной обобщенной конечной цели на каждом этапе функционирования системы.

Используя достижения математической ТАУ, при создании практической САУ учитываются два рода *ограничений*, характерных для реальных систем.

1. *Информационные*. Конечный объем априорной и текущей информации об управляемом процессе (в том числе, – и в отношении статистических характеристик), а также конечная вычислительная производительность.

2. *Энергетические*. Учет энергетики управляемого процесса и минимизация мощности управляющих воздействий.

Таким образом, решение актуальной научной проблемы создания эффективного электротехнического комплекса может быть рассмотрено через плоскость проблематики современной ТАУ, если сформулированы модели отдельных узлов этого комплекса, как звеньев САУ, решающих конкретную задачу.

Примером подобного комплекса может служить система точного позиционирования [47]. Передаточная функция оптимального цифрового регулятора может быть представлена в виде:

$$D(z) = \frac{K_0 \varepsilon(0^+) + K_1 \varepsilon(h^+) z^{-1} + K_2 \varepsilon(2h^+) z^{-2}}{\varepsilon(0^+) + \varepsilon(h^+) z^{-1} + \varepsilon(2h^+) z^{-2}} = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (1.6)$$

где  $K_0, K_1, K_2$  – коэффициенты передачи регулятора на трех шагах дискретизации;

$\varepsilon(0^+)$ ,  $\varepsilon(h^+)$ ,  $\varepsilon(2h^+)$  – сигналы на входе регулятора при замыкании импульсного элемента на трех шагах дискретизации.

Коэффициенты передаточной функции регулятора могут быть определены, исходя из параметров объекта управления, а также шага дискретизации  $h$ . В области решетчатых функций сигнал на выходе цифрового регулятора будет:

$$u[n] = K_0 \varepsilon[n] + K_0 b_1 \varepsilon[n-1] + K_0 b_2 \varepsilon[n-2] - a_1 u[n-1] - a_2 u[n-2]. \quad (1.7)$$

Последнее выражение позволяет составить алгоритм работы системы, а также программу для микропроцессора. Рассмотренный пример построения оптимального регулятора для объекта управления третьего порядка можно распространить на широкий круг других объектов. Общее выражение, которое описывает работу оптимального регулятора, сводится к виду:

$$y(t) = \sum_{m=0}^M a(m)y(t-m) + \sum_{n=0}^N b(n)x(t-n). \quad (1.8)$$

Т.е. любой регулятор можно представить в виде рекурсивного фильтра. Отсюда проистекает возможность применения методов цифровой фильтрации (как теоретических, так и практических) при построении систем управления.

Основные преимущества использования микроконтроллеров в цифровых системах управления электротехническими комплексами – это исключение дрейфа характеристик регулятора и возможность регулярной подстройки, поскольку большинство функций выполняется в цифровой форме. Кроме того, упрощается обновление системы путем изменения только лишь программного обеспечения, а также сокращается количество компонентов за счет реализации ряда функций управления непосредственно на кристалле самого МК.

Хотя традиционные МК содержат необходимые периферийные устройства поддержки цифрового управления, эффективность их архитектуры недостаточно отвечает требованиям выполнения продвинутых математически-интенсивных оптимальных алгоритмов управления в широкой полосе и реальном времени. МК лучше подходят для систем, в которых не выдвигаются высокие требования к быстродействию или точности.

Использование СМП обеспечивает те же преимущества, что и МК, однако возможно получение более высокой скорости, точности, а также выполнение математически-интенсивных алгоритмов при низкой стоимости системы. Высокая скорость обеспечивается, в основном, Гарвардской архитектурой с двойной шиной данных, а также эффективными командами умножения с накоплением, которые позволяют реализовывать за один такт одно из слагаемых выражения (1.8). Одна шина используется для чтения данных, а другая – для записи, что сокращает время выполнения команды, поскольку обе шины работают одновременно. СМП-контроллеры позволяют реализовать сложные алгоритмы в реальном времени, а также бездатчиковое управление. В сумме это оптимизирует аппаратное обеспечение разработки, сокращает стоимость системы.

Дополнительные преимущества систем управления, основанных на СМП:

- режекторные фильтры с крутым срезом, позволяющие избежать узкополосных механических резонансов и обеспечить устойчивую работу системы;
- диагностика, достигаемая спектральным анализом с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). За счет наблюдения частотного спектра механических колебаний можно предвидеть отказы системы на ранних стадиях;
- адаптивное управление. Например, для настройки режекторных фильтров могут использоваться данные БПФ. Это позволяет отследить и устранить колебательные режимы, которые зависят от скорости системы, массы, балансировки или других параметров;
- высокоуровневые алгоритмы для уменьшения пульсаций момента, что снижает вибрации и продлевает срок службы изделия;
- подавление гармоник с помощью расширенных алгоритмов, что позволяет снизить требования и уменьшить стоимость фильтров;
- исключение датчиков скорости или положения путем реализации бездатчиковых алгоритмов;
- сокращение количества поисковых таблиц, что уменьшает необходимый объем памяти;



- генерация в реальном времени гладких квазиоптимальных опорных сигналов и траекторий перемещения, что повышает эффективность;
- управление импульсными преобразователями напряжения и генерация ШИМ-сигналов с высокой разрешающей способностью.

В замкнутых системах управления часто приходится считывать показания датчика обратной связи (например, АЦП) с равными интервалами времени и сохранять их в памяти данных. Для сохранности последнего измерения и ряда предыдущих значений обычно используется буфер. Буфер – это область памяти данных, используемых для сохранения полученных данных, или данных, которые подлежат передаче.

Возможный способ использования буфера для сохранения результатов измерения заключается в том, чтобы поместить новейшее измерение в один конец буфера, а самое старое – в другой. Например, можно использовать элемент массива `buffer[0]` для сохранения последней выборки и `buffer[7]` – самой старой. Чтобы ввести новое измерение в буфер, отбросим самый старый результат чтения данных, а потом переставим все значения на одно место. Например, `buffer[6]` переместится в `buffer[7]`. Этот процесс показан на рисунке 1.3, где принято, что буфер уже содержит числа 1,2,3,...,7,8.

При реализации фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ – FIR) нужно умножить ряд входных значений на совокупность констант. Ниже представлен фрагмент программы на языке Ассемблер СМП TMS320F24x, в котором используются высокопараллельные команды умножения с накоплением и перестановки элементов буфера (MPY и LTD).

Реализация идентичной функции на универсальном микроконтроллере [7] требует значительно больше команд и больше тактов опорного генератора, т.е. выполняется существенно медленнее.



Рисунок 1.3 – Сохранение значений в буфере

*Пример 1.1*

```

st:  LACC #0           ; Очистка аккумулятора.
     LAR AR2, #N       ; Счетчик цикла.
     LAR AR0, #arr+7   ; Указать на последний вход.
     LAR AR1, #con+7   ; Указать на последнюю константу.
     MAR *, AR0        ; Сделать AR0 текущим
                           ; дополнительным регистром.
     LT *- , AR1       ; Загрузить buffer[7].
     MPY *- , AR0      ; Умножить на константу.
lp:  LTD *- , AR1      ; Прибавить предыдущее произведение
                           ; к аккумулятору, загрузить регистр
                           ; T и скопировать данные
                           ; в следующую ячейку памяти.
     MPY *- , AR2      ; Умножить на константу.
     BANZ lp, *- , AR0 ; Проверить AR2 на нуль и,
                           ; если не так - ветвление
                           ; к метке lp. Если нуль -
                           ; выполнить следующую команду.
                           ; Декремент AR2. Сделать AR0
                           ; текущ. дополн. регистром.
     APAC              ; Накопить конечное значение.

```

**1.3 Прямое микропроцессорное управление преобразователем**

Системы точного позиционирования (СТП) находят применение в сфере станкостроения, компьютерной периферии, в робототехнике, измерительной и медицинской технике, астрофизике и других случаях, где требуется быстрое

(порядка десятков миллисекунд) и точное (до единиц микрометров) линейное перемещение активного элемента [46, 58].

Необходимость работы под управлением центральной ЭВМ обуславливает наличие в составе СТП универсального однокристалльного МК, который поддерживает взаимодействие с ведущим процессором. Высокие требования к динамическим, а также энергетическим характеристикам СТП, с одной стороны, и неполное использование ресурсов МК, с другой, позволяет задействовать последний в контуре управления линейным электроприводом. При этом становится актуальной задача разработки соответствующего аппаратного и алгоритмического обеспечения цифровой системы управления таким аналоговым объектом, каким является линейный двигатель постоянного тока (ЛД).

В [47] определена методика синтеза цифрового регулятора для СТП. Формирование напряжений на обмотках ЛД возможно с помощью различных методов импульсной модуляции. Наиболее простой регулятор основывается на *амплитудно-импульсной модуляции* (АИМ) напряжения питания ЛД. Однако два существенных недостатка этого подхода ставят под сомнение возможность его использования на практике. Во-первых, – это избыточное время переходного процесса для перемещений на расстояния, меньшие, чем максимальное, что определяется длительностью, как минимум, двух шагов дискретизации. Во-вторых, – низкая энергетическая эффективность, неудовлетворительные массогабаритные показатели. Действительно, при практической реализации АИМ напряжения питания ЛД на выходе цифрового регулятора необходимо применение цифро-аналогового преобразователя и усилителя мощности. Разумеется, остаются в силе известные недостатки аналоговых систем, прежде всего – низкая температурная стабильность. Снижение нелинейности и повышение стабильности с помощью глубокой отрицательной обратной связи неизбежно ухудшает динамические параметры системы.

В случае применения *временнo-импульсной модуляции* (ВИМ) амплитуды воздействия на ЛД постоянны и равняются максимально-допустимому напряжению на обмотках  $E$ . В зависимости от требуемой координаты изменяются дли-

тельности шагов дискретизации  $h_0$  и  $h_1$ . ВИМ-регулятор не содержит цифро-аналогового преобразователя, а вместо низкоэкономичного усилителя используется реверсивный мостовой широтно-импульсный преобразователь (РШИП). Работа транзисторов выходного каскада регулятора в ключевом режиме значительно улучшает энергетические, массогабаритные характеристики системы, повышает стабильность работы и уменьшает зависимость от параметров примененных электронных компонентов.

Передаточная функция ЛД в первом приближении [47] может быть представлена в виде

$$W = \frac{\rho/\beta}{p \cdot (p + \alpha)}. \quad (1.9)$$

Пусть при поступлении на вход СТП ступенчатого задания на позиционирование  $x$  и при нулевых начальных условиях с выхода регулятора на обмотки ЛД в интервале первого шага дискретизации  $h_0$  поступает воздействие  $u_0$ , а во втором интервале длительностью  $h_1 - u_1$ . Тогда для регулятора с неравномерным шагом дискретизации по методике [40] находим:

$$\begin{aligned} h_1 &= \frac{1}{\alpha} \cdot \ln(2 - e^{-\alpha h_0}), \\ u_0 = |u_1| = u &= \frac{C_e}{h_0 - h_1} x_0, \end{aligned} \quad (1.10)$$

где  $C_e$  – коэффициент противоЭДС.

Исходя из требования ограничения уровня воздействия на ЛД:

$$u = \frac{C_e}{h_0 - h_1} x \leq E \quad \text{или} \quad \Delta_h \geq \frac{C_e}{E} x. \quad (1.11)$$

Длительность первого шага дискретизации  $h_0$  может быть рассчитана по разности 1-го и 2-го шага  $\Delta_h$  следующим образом:

$$h_0 = \frac{1}{\alpha} \ln \left[ e^{\alpha \Delta_h} + \sqrt{e^{\alpha \Delta_h} (e^{\alpha \Delta_h} - 1)} \right]. \quad (1.12)$$

Алгоритм работы цифрового ВИМ-регулятора можно представить в виде

такой последовательности:

- 1) Вычисление рассогласования  $x$  между заданной координатой позиционирования и текущей.
- 2) Выдача на обмотки воздействия  $+E$ .
- 3) Подсчет разности шагов дискретизации  $\Delta_h$  (1.11).
- 4) Расчет длительности первого шага  $h_0$  (1.12).
- 5) Выдержка воздействия в течение  $h_0$ .
- 6) Выдача на обмотки воздействия  $-E$ .
- 7) Выдержка воздействия в течение  $h_1 = h_0 - \Delta_h$ .

Выполнение 2-го этапа алгоритма до расчета  $h_0$  снижает время задержки начала позиционирования. Опережающее регулирование предполагает, что МК успеет произвести расчет  $h_0$  своевременно (т.е. до окончания 1-го шага).

Получаем наиболее эффективную по быстродействию систему, время установления которой  $T_t$  снижается при уменьшении требуемой координаты позиционирования  $x$  (рисунок 1.4):

$$T_t = h_0 + h_1 = 2h_0 - \Delta_h = \frac{2}{\alpha} \ln[e^{\alpha f x} + \sqrt{e^{\alpha f x} (e^{\alpha f x} - 1)}] - f x, \quad (1.13)$$

где  $f = C_e/E$ .

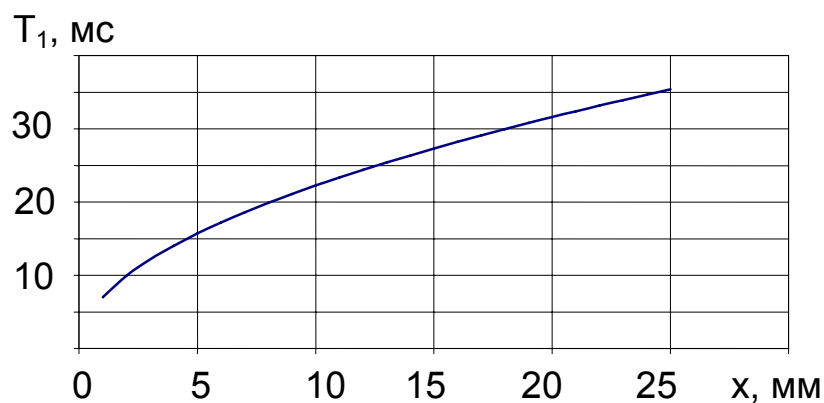


Рисунок 1.4 – Зависимость времени установления от координаты позиционирования

Переходные процессы (рисунок 1.5) иллюстрируют работу ВИМ-

регулятора для конкретного случая – позиционирования на максимальную координату  $x_{max}=25,4$  мм актуатора в технологическом комплексе.

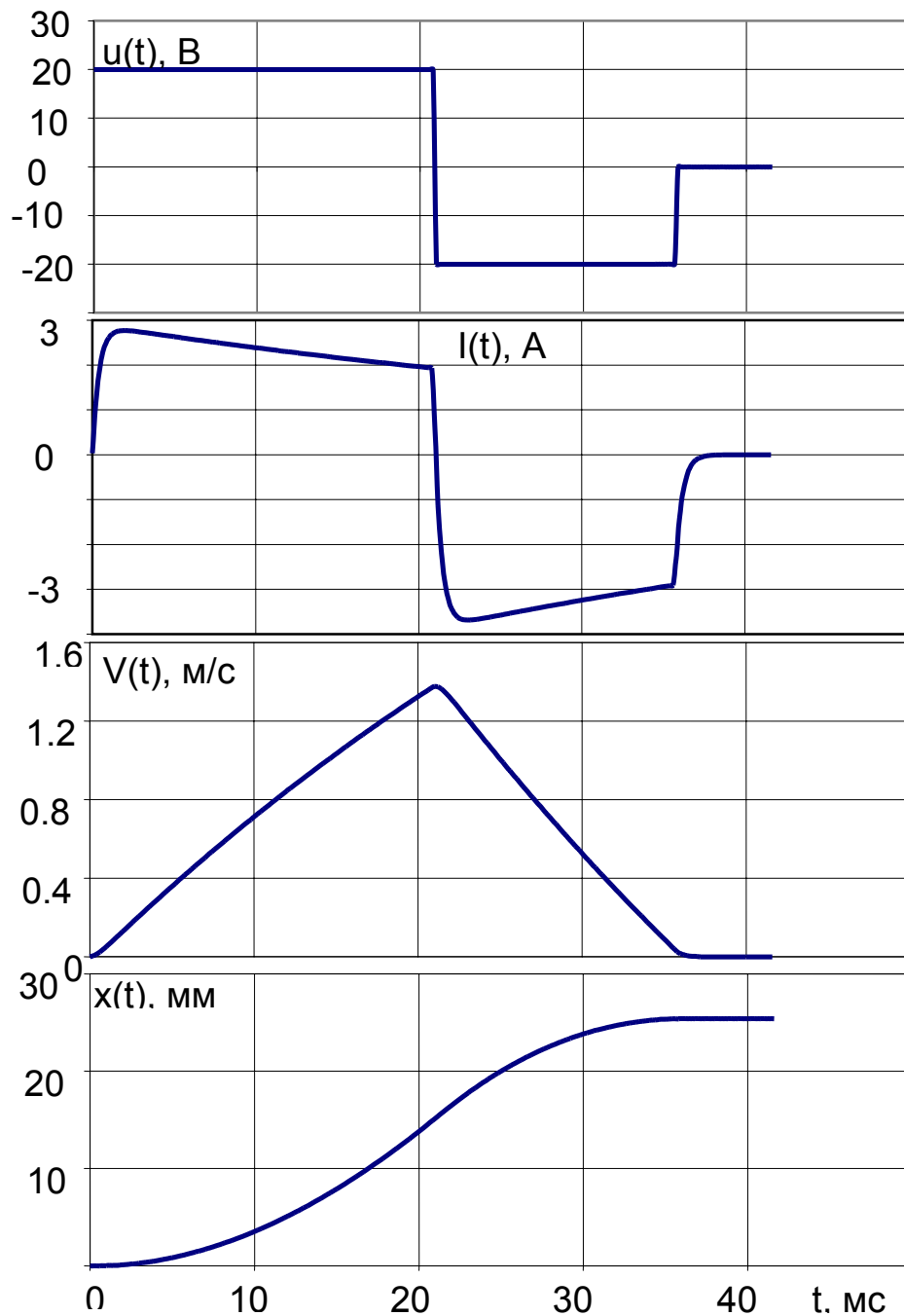


Рисунок 1.5 – Переходные процессы позиционирования на максимальную координату

Недостаток такой системы – рост амплитуды тока на втором шаге. Вторым не менее существенным недостатком данного способа управления является сложность расчета  $h_0$  по громоздкой формуле (1.12), ставящая под сомнение возможность реализации прямого цифрового управления в реальном времени.

*Широтно-импульсная модуляция (ШИМ).* Эта разновидность импульсной модуляции позволяет при любом требуемом позиционировании сформировать эквивалентные воздействия на обмотку ЛД, амплитуда которых постоянна и равна максимально-допустимому значению  $E$ . При этом энергетическая эффективность системы будет аналогичной ВИМ, поскольку оконечные транзисторы РШИП работают в ключевом режиме.

При использовании регулятора с равномерным шагом дискретизации  $h_{max}$  необходимо сформировать ШИМ-воздействия, эквивалентные по влиянию на координату каретки двум импульсам с амплитудами:

$$\left. \begin{aligned} u_0 &= \frac{C e}{h_{max} \left( 1 - e^{-ah_{max}} \right)} \cdot x; \\ u_1 &= - \frac{C e \cdot e^{-ah_{max}}}{h_{max} \left( 1 - e^{-ah_{max}} \right)} \cdot x, \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

где  $x$  – требуемая величина перемещения, а  $h_{max}$  – минимальный шаг дискретизации, определенный заранее для максимального требуемого перемещения  $x_{max}$ . Время установления системы

$$T_{s1} = 2h_{max}.$$

Пусть  $T$  – период ШИМ;  $\gamma = \tau/T$  – скважность, где  $\tau$  – длительность импульса. Для построения ШИМ-регулятора необходимо определить зависимость  $\gamma = f(x)$ , такую, чтобы при любых требуемых  $x$  можно было бы получить  $m_0(\gamma) \cong m_0(x)$ ;  $m_1(\gamma) \cong m_1(x)$ . В этом случае получим метод эквивалентного для данного объекта (ЛД) преобразования АИМ – ШИМ. ШИМ-регулятор с неравномерным шагом дискретизации и одинаковыми амплитудами воздействия  $\gamma_1 = \gamma_2$  на обоих шагах может быть построен аналогично ВИМ-регулятору, т.е. временные параметры выбираются в соответствии с (1.11) и (1.12), а амплитудные ( $\gamma$ ) – по (1.11). Время установления системы  $T_{s2} = h_{0max} + h_{1max}$ . Здесь также требуется решение задачи преобразования АИМ – ШИМ.

С точки зрения быстродействия АИМ и ШИМ системы аналогичны. По

времени позиционирования лучшим видом модуляции остается ВИМ. Однако, если учесть реальные временные затраты, включающие также время расчета микропроцессором длительностей  $h_0$  и  $h_1$ , то для прямого микропроцессорного управления наиболее подходящим (компромиссным) оказывается ШИМ-метод.

Выбор периода работы РШИП  $T$  может быть произведен из следующих соображений.

1. С одной стороны, чем меньше  $T$ , а также дискретность скважности  $\Delta\tau$ , тем с более высокой точностью может быть обеспечено требуемое напряжение управления. Следует стремиться к тому, чтобы период работы РШИП был значительно короче электромеханической постоянной времени. Анализ переходных процессов в ЛД показывает, что ток обмоток, спустя некоторое время  $t_{max}$ , возрастает до максимального уровня, а далее – экспоненциально падает. Аналогично ведет себя ускорение. Поэтому логично выбирать период работы РШИП  $T < t_{max}$ , что обеспечит хорошую динамику переходных процессов тока ЛД.

2. Чрезмерное повышение частоты работы РШИП нецелесообразно, поскольку возрастают потери в стали и на ключах преобразователя, возникают дополнительные проблемы, связанные с высокочастотными помехами.

3. При использовании прямого микропроцессорного управления целесообразно использовать все аппаратные возможности, сопутствующие современным встраиваемым МК. Это позволяет сократить внешние аппаратные затраты с одной стороны, и высвободить время процессора для реализации основного алгоритма управления, – с другой. Для современных МК характерно наличие нескольких каналов ШИМ с частотой преобразования в десятки килогерц.

Можно порекомендовать параметры ШИМ, которые могут быть реализованы встроенными аппаратными средствами большинства современных встраиваемых микроконтроллеров:

- 1) период  $T=32 \text{ мкс} \ll t_{max}$  ( $f \approx 31 \text{ кГц}$ );
- 2) число дискрет  $N$  на одном периоде ШИМ должно обеспечивать плавное регулирование воздействия на ЛД. В современных контроллерах используются 8-разрядные цифровые ШИМ-генераторы. В этом случае  $N=2^8=256$ ;



3) шаг дискретности скважности составляет  $\Delta t = T/N = 125 \text{ нс}$ .

### 1.3.1 Элементная база импульсных преобразователей

Каждый класс приборов, используемых для преобразования энергии источника электропитания, имеет определенные области применения, в которых их конструктивные и технологические недостатки компенсируются возможностью достижения необходимых эксплуатационных параметров: высокого рабочего напряжения, тока, низкой мощности управления, малого падения напряжения на полупроводниковом приборе при нужной частоте коммутации [46].

1) *Тиристоры* эффективны при работе с большими и сверхбольшими мощностями при высоких напряжениях и низких частотах коммутации:

$$U_{раб} > 1 \text{ кВ}; I_{раб} > 500 \text{ А};$$

$$f_{раб} < 10 \text{ кГц}.$$

Для управления этим классом приборов необходимы, как правило, импульсы тока с амплитудой  $I_{раб}/(20..50)$ , что делает необходимым применение мощных усилителей управляющих импульсов (драйверов). Использование полупроводниковых приборов с изолированным управляющим электродом (IGBT) значительно снижает энергию управления, но приводит к снижению рабочих частот. К тому же, поскольку большинство выпускаемых тиристоров обладают неполной управляемостью, возрастает сложность схемы управления при работе на постоянном токе.

2) *Биполярные транзисторы* эффективны при работе с малыми и средними мощностями при высоких напряжениях в широком диапазоне частот:

$$U_{раб} = 0,3...2 \text{ кВ}; I_{раб} < 50 \text{ А};$$

$$f_{раб} - \text{сотни килогерц}.$$

Для управления необходим ток с амплитудой  $I_{раб}/(10..20)$ , а при использовании составных транзисторов –  $I_{раб}/(100..200)$ . Однако, в последнем случае, происходит увеличение падения напряжения на полупроводниковом приборе, т.е. возрастают суммарные потери на ключе.

Неэкономичность управления ключом, наличие трудно учитываемого

времени рассасывания, зависящего от температуры полупроводникового перехода и степени насыщения ( $I_K/I_{K \text{ нас}}$ ), а также существенная нелинейность напряжения насыщения коллектор-эмиттер затрудняет использование биполярных транзисторов в быстродействующих, высокоточных электроприводах с широтно-импульсным управлением.

3) *Биполярные транзисторы с изолированным затвором* эффективны при работе на средних и больших мощностях при средних напряжениях и низких частотах коммутации:

$$U_{\text{раб}} = 0,3 \dots 1,2 \text{ кВ}; I_{\text{раб}} < 1000 \text{ А};$$

$f_{\text{раб}}$  – не более десятков килогерц.

Данный класс полупроводниковых приборов характеризуется низкой средней энергией управления, но большим напряжением насыщения коллектор-эмиттер (от 2 до 5 В). Для обеспечения высокой скорости коммутации необходимы короткие импульсы с большой величиной тока. Динамические потери и трудно учитываемое время рассасывания, зависящее от температуры полупроводникового перехода, ограничивает область применения биполярных транзисторов с изолированным затвором низкочастотными инверторами.

4) *Полевые транзисторы* эффективны при работе в широком диапазоне мощности нагрузки, при низких и средних напряжениях и в широком диапазоне частот коммутации:

$$U_{\text{раб}} < 200 \text{ В}, I_{\text{раб}} < 500 \text{ А};$$

$f_{\text{раб}}$  – порядка сотен килогерц.

Простота и экономичность управления (сравнительно низкая средняя энергия управления) в сочетании с малым сопротивлением канала в открытом состоянии, а также низкими динамическими потерями, высокие рабочие частоты определяют применение полевых транзисторов в реверсивных широтно-импульсных преобразователях для электропривода. Следует, однако, отметить, что для обеспечения высокой скорости коммутации силовых вентилях необходимы короткие импульсы с высокой энергией, что налагает определенные требования на драйверы этих вентилях.

### 1.3.2 Схемы включения силовых вентилялей

К силовому преобразователю, работающему в составе СТП, предъявляются следующие требования:

- возможность реверса управляющего напряжения;
- простота схемы питания преобразователя постоянным током;
- простота схемы управления силовыми ключами;
- высокий КПД.

Этим требованиям наилучшим образом удовлетворяют две известные схемы включения силовых вентилялей импульсного преобразователя:

1) *Полумостовая* схема включения.

Характеризуется низкими потерями в статическом режиме (ток проходит через один открытый транзистор) и наиболее простой схемой управления.

2) *Мостовая* схема включения (рисунок 1.6).

Рабочее напряжение транзисторов соответствует уровню напряжения источника питания, что в статическом режиме в два раза ниже, чем в полумостовой схеме. Сопротивление открытого транзистора с тем же размером кристалла оказывается меньшим в два – четыре раза. Следовательно, несмотря на то, что последовательно с нагрузкой включено два вентиляля, суммарные коммутационные потери аналогичны полумостовой схеме включения транзисторов.

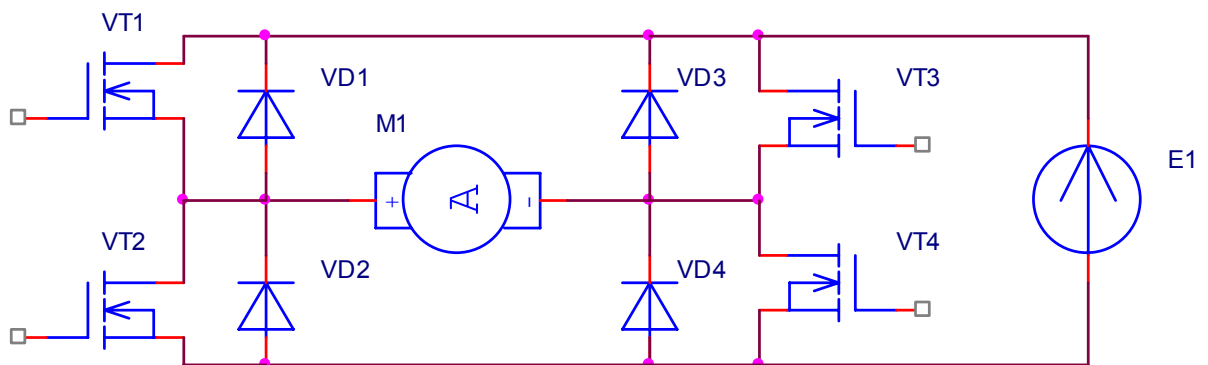


Рисунок 1.6 – Мостовая схема включения ключей импульсного преобразователя

Мостовая схема включения характеризуется использованием однополяр-

ного стабилизированного (с возможностью управления от МК) напряжения питания, которое реализуется проще, чем двуполярное для полумостовой. Поэтому мостовая схема включения является наиболее приемлемой для электрического полупроводникового преобразователя в составе СТП.

### ***1.3.3 Сопряжение микроконтроллера с силовыми вентилями***

Достижение требуемой точности и времени позиционирования с помощью МК во многом зависит от адекватной аппаратной поддержки интерфейса микроконтроллера с РШИП. Устройства согласования выходов МК и силовых вентилях РШИП (драйверы силовых ключей) должны обеспечить усиление сигналов управления и защиту цепей МК от воздействия высоких напряжений и помех. Для управления ключами мостового преобразователя с несимметричным режимом переключения и со скважностью, регулируемой в пределах от нуля до единицы возможно применение следующих схем:

- 1) со сдвигом уровня сигналов управления;
- 2) с трансформаторной гальванической изоляцией;
- 3) с оптронной гальванической изоляцией.

Наиболее проста схема сдвига по напряжению управляющего сигнала для верхних ключей. Отметим очевидные недостатки. Во-первых, – это необходимость применения комплиментарных силовых транзисторов или использование дополнительного источника питания для управления верхним ключом. Во-вторых, – рабочее напряжение согласующих транзисторов должно превышать напряжение питания силового преобразователя. Для этой схемы характерны существенные импульсные перегрузки согласующих транзисторов.

Узел согласования с трансформаторной гальванической развязкой можно выполнить на очень высокие напряжения изоляции и мощности управления. Без дополнительного изолированного источника питания схема обеспечивает высокую помехозащищенность управления. Основной недостаток – увеличенное количество моточных компонентов и пониженное быстродействие.

Узел согласования, выполненный на быстродействующем диод-диодном

оптроне с усилителем (рисунок 1.7) обеспечивает высокую степень защищенности цепей микроконтроллера от помех и напряжения силовой части устройства. Данная схема пригодна для широкого диапазона напряжений питания силовых ключей. Основным недостатком является необходимость применения гальванически изолированного источника питания. Тем не менее, этот вариант драйвера можно рекомендовать для работы в составе СТП.

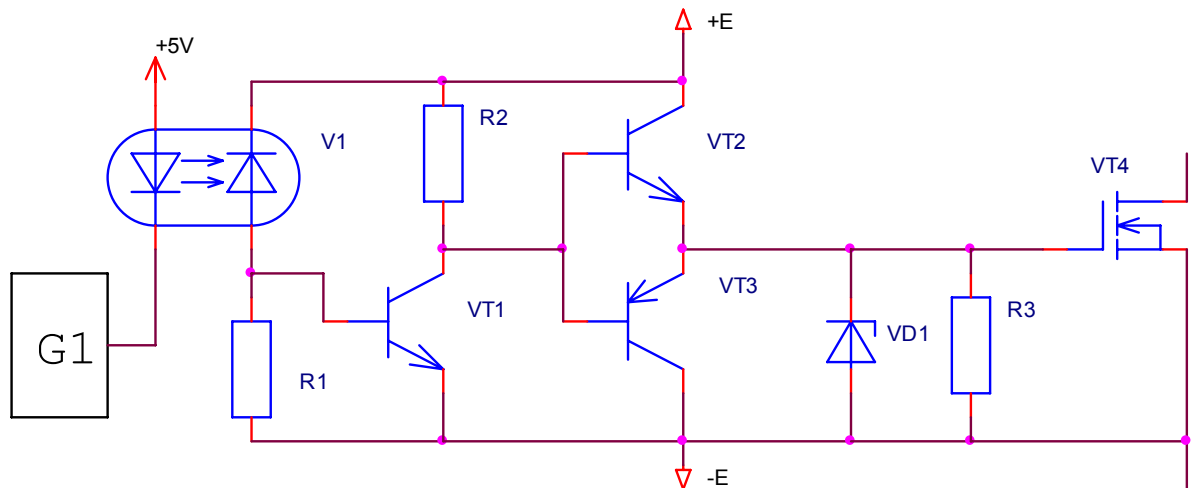


Рисунок 1.7 – Узел согласования на быстродействующем оптроне

#### 1.4 Гипотеза о модели объекта управления

Исходная аналоговая система автоматического управления (рисунок 1.8) в первом приближении моделирует реальную цифровую систему регулирования определенного параметра производственного процесса.

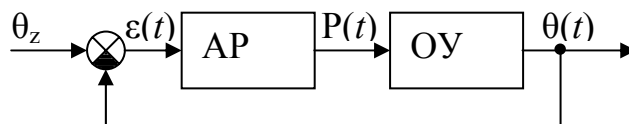


Рисунок 1.8 – Исходная аналоговая система автоматического управления

На рисунке обозначено:

ОУ – объект управления (насос, печь, вентилятор и т.п.);

АР – аналоговый регулятор параметра;

$\theta_z$  – сигнал задания параметра;

$\theta(t)$  – текущее значение параметра объекта;

$\varepsilon(t)$  – сигнал ошибки (рассогласования) по параметру;

$P(t)$  – мощность на объекте управления.

АР в составе промышленной системы автоматического управления предназначен для формирования сигнала, подаваемого на ОУ, с целью:

1) выхода на рабочий режим за минимальное время и с минимальным перерегулированием;

2) стабилизации параметра на заданном уровне при наличии дестабилизирующих воздействий (возмущений).

Объектом управления (ОУ) в производственном процессе может быть насос, нагреватель, вентилятор, компрессор, электродвигатель и т.п., питаемый через силовой электрический преобразователь.

В качестве простого примера объекта управления возьмем электропечь, в первом приближении моделируемую передаточной функцией второго порядка со звеном запаздывания [18]:

$$G(p) = \frac{\rho e^{-p\tau}}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)}. \quad (1.15)$$

На рисунке 1.9 представлены переходные процессы в объекте управления вида (1.15), когда система разомкнута, т.е. регулятор отсутствует. Временные диаграммы соответствуют случаю:  $\rho=4,55$ ;  $T_1=16$  с;  $T_2=252$  с. Транспортное запаздывание составляет  $\tau=5$  с.

Здесь жестко задано программное воздействие  $U(t)$ ,  $x_1$  – сигнал на выходе первого апериодического звена, а  $x$  – второго.

В качестве тестового воздействия выбран управляющий сигнал с уровнем 100% в течение  $t_1=50$  с и 0% – в течение  $t_2=50$  с. Амплитуда напряжения на объекте управления составляет  $Um=220$  В. В дальнейшем производится непрерывная подача мощности 50%, и предполагается отсутствие каких-либо дестабилизирующих факторов. Период ШИМ принят равным 20 с.

В приложении А содержится *m*-файл, содержащий исходные данные, па-

параметры моделирования, а также команды управления графическим выводом, формирующие временные диаграммы на рисунке 1.9 с помощью популярного пакета *Simulink* в программной среде *MATLAB*. На рисунке 1.10 представлена *Simulink*-модель, используемая для построения переходного процесса в статическом объекте управления второго порядка с запаздыванием (рисунок 1.9).

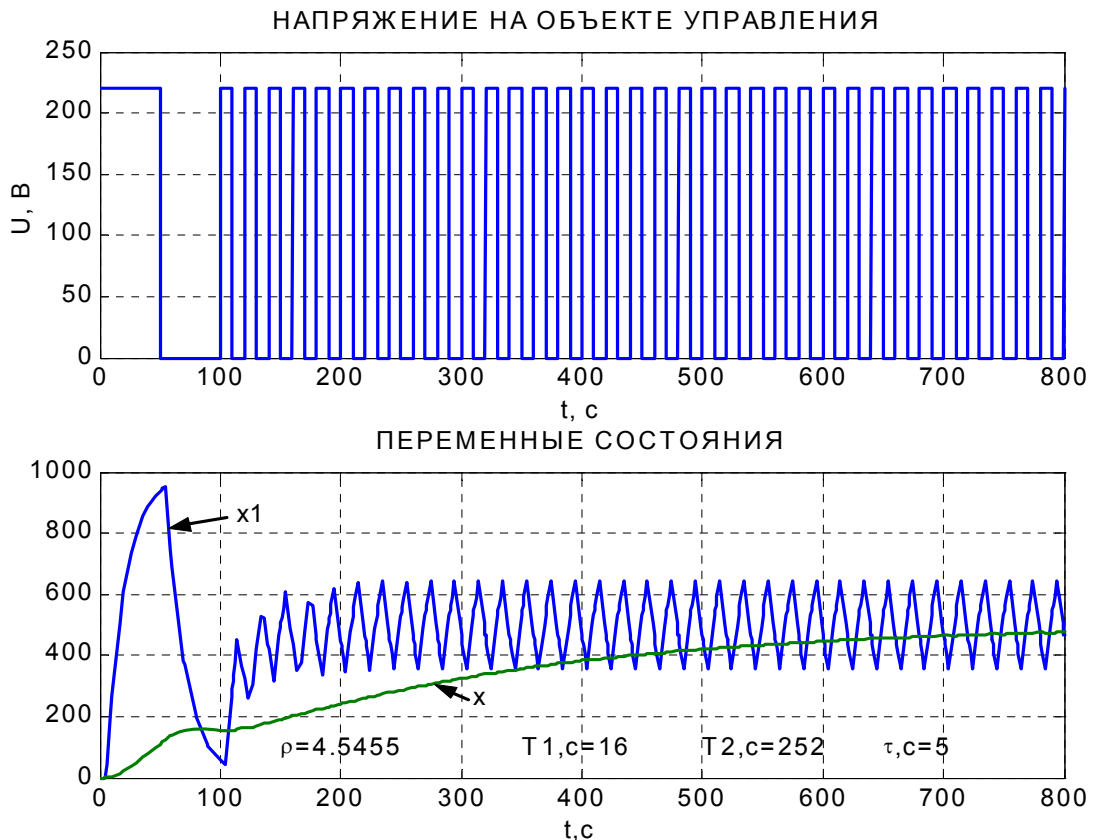


Рисунок 1.9 – Переходные процессы в объекте управления (1.15)

Многочисленные эксперименты с разнообразными производственными установками свидетельствуют о том, что характер отклика реальных объектов на аналогичный тестовый сигнал соответствует отклику, представленному на рисунке 1.9, разумеется, – с учетом конкретных количественных параметров как воздействия, так и ОУ (амплитудных, а также временных). Можно также привести достаточно подробное обоснование фактических данных, которое в каждом конкретном случае будет базироваться на описании физических свойств реальных объектов. Однако при проектировании универсальных регуляторов, сфера применения которых изначально неизвестна, подобная детали-

зация излишня. Сформулируем следующую гипотезу:

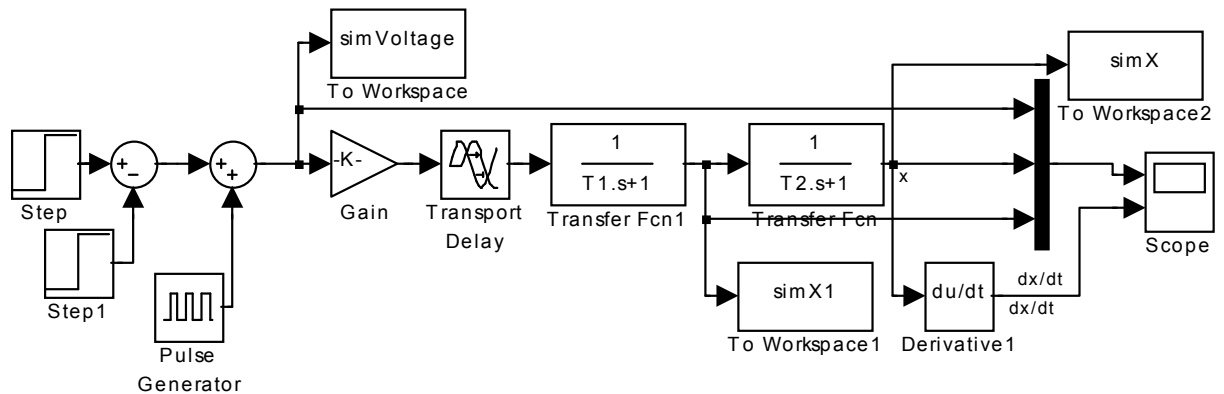


Рисунок 1.10 – *Simulink*-модель, используемая для построения переходного процесса в статическом объекте управления второго порядка с запаздыванием существует широкий класс разнообразных производственных объектов, которые в первом приближении могут быть представлены в виде линейных моделей второго порядка, содержащих звено транспортного запаздывания.

Это предположение в дальнейшем будем использовать для тестирования и сравнения различных преобразователей, регуляторов, а также разработки адаптивных алгоритмов и программ испытаний.

## 1.5 Оптимальные системы автоматического управления

Требования, предъявляемые технологическими процессами к качеству регулирования заданного параметра можно охарактеризовать, во-первых, параметрами переходного процесса системы управления (главным образом – временем установления и величиной перерегулирования) и, во-вторых, – мощностью управления. С этой точки зрения представляют интерес оптимальные регуляторы, позволяющие перевести объект управления из начального состояния в конечное без перерегулирования за конечное и минимальное время при заданной мощности управления [34].

Иными словами, оптимальные регуляторы, позволяющие изменять траекторию заданного параметра объекта управления, ориентируясь на выбранный критерий качества, позволяют повысить эффективность использования преоб-



разователя в составе систем управления производственными процессами.

История вопроса разработки оптимальных систем в теории автоматического управления восходит к началу 50-х годов XX в. Одно из многих определений оптимальности – это наиболее желательное поведение системы управления с точки зрения выработки управляющих воздействий в условиях ограничений, выраженных или подразумеваемых. Такие известные ученые, как Л.С.Понтрягин и его школа, Р.Беллман, Р.Калман и др. посвятили свои работы созданию теории оптимальных систем управления [1, 6, 25, 34, 84, 90, 92], а также разработке основ их практического применения.

Решение одной из задач управления – перевода объекта из одного состояния в другое за минимальное время, т.е. построение системы, оптимальной по быстродействию, в простейшем случае было найдено достаточно давно [25, 40, 84, 92]. В системах управления с максимальным быстродействием и минимальным расходом энергии применяются релейные регуляторы, принимающие крайние, а не промежуточные значения на допустимом интервале управления.

В соответствии с известной методикой [40] параметры оптимального цифрового регулятора для объекта (1.15) определяются следующим образом:

$$K_0=1/(\rho \cdot (1-A) \cdot (1-B)); K_1=(1-A-B) K_0; K_2=1/\rho; A=e^{-h_p/T_1}; B=e^{-h_p/T_2}. \quad (1.16)$$

Как видно, практически все коэффициенты оптимального регулирования определяются, исходя из параметров процесса. Принципиальный вопрос – выбор шага регулирования  $h_p$ . Его нужно делать на основе налагаемых на систему ограничений по уровню воздействия на вход объекта управления.

ОУ (1.18) из исходного состояния  $y[0]$  можно перевести в конечное состояние  $y_r$  за два шага дискретизации длительностью  $h_p$  каждый. Оптимальный цифровой регулятор при единичном ступенчатом воздействии на входе системы формирует следующие управляющие воздействия на объекте управления:

$$\left. \begin{aligned} u_0 &= K_0 \text{Err}[0]; \\ u_1 &= K_1 \text{Err}[0] = (1 - A - B)K_0 \text{Err}[0]; \end{aligned} \right\} \quad (1.17)$$

где  $\text{Err}[0] = y_r - y[0]$  – ошибка на входе регулятора в момент изменения задания.

## 1.6 Проблема построения регулятора

Наиболее популярным промышленным регулятором является *ПИД*-регулятор. Важнейшая проблема, возникающая при его использовании – это выбор коэффициентов регулирования, которые могут обеспечить желаемый переходный процесс.

С целью минимизации субъективизма при выборе параметров регулятора и повышения стойкости системы к различным дестабилизирующим факторам используются весьма изощренные модификации ПИД-алгоритма. Тем не менее, предлагаемые решения остаются слишком далекими от оптимальных, как по качеству переходного процесса, так и по затратам на управление. При необходимости *автоматической* настройки регулятора в уже смонтированной системе проблемы часто становятся неразрешимыми вовсе.

Наибольший интерес представляют оптимальные регуляторы. Однако, вследствие неадекватности моделей реальным объектам управления, на практике уже нельзя говорить об истинно оптимальном регулировании, а, скорее, – о *квазиоптимальном*, т.е. близком к оптимальному.

Функциональная схема цифровой САУ на базе микроконтроллера представлена на рисунке 1.11.

САУ содержит следующие основные узлы:

ПУ – пульт управления для ручного задания кода параметра на уровне  $\theta_z$ ;

ЦР – цифровой регулятор;

ШИМ – широтно-импульсный модулятор;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

СП – силовой преобразователь;

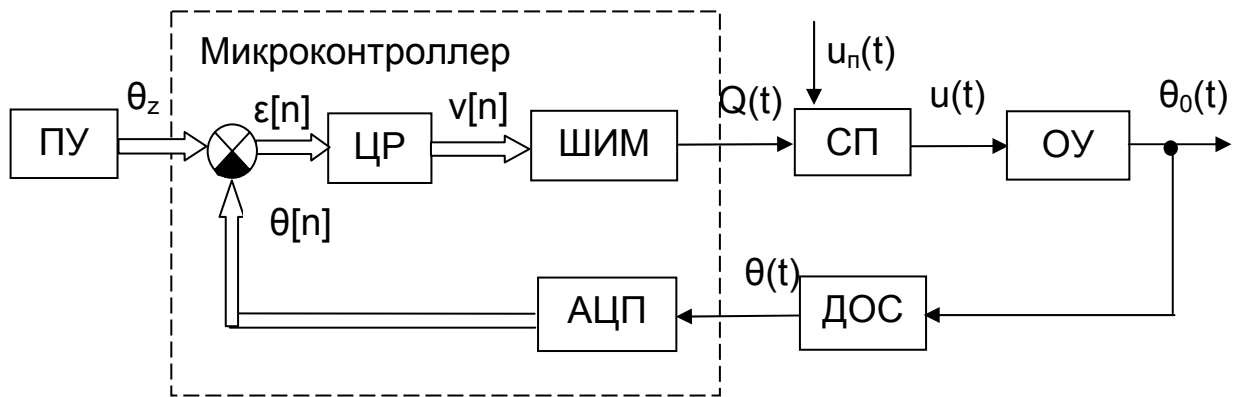


Рисунок 1.11 – Функциональная схема цифровой САУ на базе МК

ДОС – датчик обратной связи;

ОУ – объект управления.

Основные сигналы в цифровой САУ:

$\theta_z$  – код заданного значения параметра;

$\varepsilon[n]$  – код ошибки по регулируемому параметру;

$v[n]$  – позиционный код управления;

$Q(t)$  – сигнал мощности управления;

$u_n(t)$  – напряжение питания;

$u(t)$  – напряжение на объекте управления;

$\theta_0(t)$  – «истинное» значение параметра;

$\theta(t)$  – аналоговый сигнал с датчика;

$\theta[n]$  – код регулируемого параметра с датчика.

Цифровой регулятор по коду ошибки по регулируемому параметру  $\varepsilon[n]$  в течение этапов регулирования, называемых *шагами*, вырабатывает постоянные позиционные коды управления  $v[n]$ , которые с помощью ШИМ превращаются в последовательность импульсов с кусочно-постоянными уровнями сигнала мощности управления  $Q(t)$ , лежащими в диапазоне от 0 до 100%. Силовой преобразователь в простейшем случае представляет собой электронный ключ, который из питающего напряжения  $u_n(t)$  формирует напряжение на объекте управления  $u(t)$ . Это напряжение является сигналом с широтно-импульсной модуляцией, причем коэффициент заполнения в точности равен  $Q(t)$ . Мгновенное значение напряжения на объекте управления либо совпадает с напряжением се-

ти (ключ замкнут), либо равняется нулю (ключ разомкнут).

Все существующие типы цифровых регуляторов отличаются алгоритмом формирования управляющего сигнала  $v[n]$ , а также качеством переходного процесса и величиной остаточной ошибки в установившемся режиме. Если известна передаточная функция ОУ и ее порядок не слишком высок (не более третьего), то возможно построение оптимального цифрового регулятора. Так, объект управления с передаточной функцией вида

$$G(p) = \frac{\alpha}{(p+a)(p+b)} \quad (1.18)$$

из исходного состояния  $\theta[0]$  можно перевести в конечное состояние  $\theta_z$  за два шага дискретизации длительностью  $h_p$  каждый. Оптимальный цифровой регулятор при единичном ступенчатом воздействии на входе системы формирует следующие управляющие воздействия на входе объекта управления [15]:

$$\left. \begin{aligned} Q_0 &= K_0 \text{Err}[0]; \\ Q_1 &= K_1 \text{Err}[0] = (1-A-B)K_0 \text{Err}[0]; \\ Q_v &= K_2 \text{Err}[0] = \frac{ab}{\alpha} \text{Err}[0], \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

где  $\text{Err}[0] = \theta_z - \theta[0]$  – ошибка на входе системы в начале регулирования;  
 $\theta_z$  – заданное значение параметра;  
 $\theta[0]$  – исходное значение параметра;

$$K_0 = \frac{ab}{\alpha(1-A)(1-B)}; \nu \geq 2;$$

$$A = e^{-ah_p}; B = e^{-bh_p}.$$

Модуль коэффициента передачи силового преобразователя в первом приближении можно определить следующим образом

$$K_{PWM} = \frac{Q_m}{U}, \quad (1.20)$$

где  $Q_m$  – максимальный коэффициент заполнения (обычно – 100%);  
 $U$  – среднеквадратическое значение сетевого напряжения.

На практике чаще используется форма записи передаточной функции объекта управления (1.15), а не (1.19). Взаимную связь этих выражений можно установить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} a &= 1/T_1; b = 1/T_2; \\ \rho &= \frac{\alpha}{ab} = \alpha T_1 T_2; \alpha = \frac{\rho}{T_1 T_2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

С учетом (1.20) и (1.21) получим значения коэффициентов оптимального цифрового регулятора в более удобной для практики форме (1.22). Данные коэффициенты зависят от параметров объекта регулирования, сетевого напряжения, а также от длительности шага регулирования  $h_p$ . Последняя выбирается, исходя из уровня максимально допустимого воздействия и требуемого диапазона регулирования параметра объекта [46].

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= \frac{K_2}{(1-A)(1-B)}; \\ K_1 &= \frac{K_2(1-A-B)}{(1-A)(1-B)}; \\ K_2 &= \frac{K_{PWM}}{\rho} = \frac{Q_m}{\rho U}. \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

## 1.7 Идентификация объекта управления

Технология оценки моделей динамических систем по результатам наблюдения входных и выходных данных называется процессом идентификации системы [42, 54, 96, 119]. Все оцениваемые модели дают ошибки двух типов:

1) дисперсионные погрешности или случайные ошибки. Обусловлены чаще всего тем, что наблюдения не точно воспроизводимы;

2) погрешности измерения или систематические ошибки. Обусловлены обычно тем, что структура модели (т.е. заложенные правила интерполяции и экстраполяции) неподходящая (чаще всего – слишком проста).

Как правило, с ростом сложности структуры модели случайные ошибки растут, а систематические – снижаются. Общую ошибку можно представить в

виде суммы случайной и систематической составляющей:

$$Vt(d) = Vr(d) + Vb(d),$$

где  $d$  – действительное (или целое) число, которое характеризует гибкость структуры модели (например, количество независимых параметров).

Предположим, что с увеличением  $d$

$Vb(d)$  снижается;

$Vr(d)$  возрастает;

$Vr(d) * Vb(d)$  снижается.

Для значения  $d^*$ , минимизирующего общую ошибку  $Vt(d)$ ,

$$Vb(d^*) \leq Vr(d^*).$$

Вывод: сложность модели, минимизирующей общую ошибку, такова, что при ней систематическая погрешность не превышает случайную.

Валидизация (проверка правильности) модели – это процесс сопоставления оцениваемой модели с различными фактами, которые могут привести к ее фальши. Чаще всего этими «фактами» являются другие наборы данных наблюдения (проверочные данные). На практике – те оставшиеся данные, которые не коррелируют с данными, использованными в процессе получения модели.

Концептуально валидизация означает проверку того, больше ли систематическая составляющая, чем случайная. Модель, базовую ошибку которой нельзя установить без большого сомнения (она «маскируется» случайной ошибкой), не может быть сфальсифицирована. Обычно это плотно связано с поиском модели, имеющей наименьшую суммарную ошибку.

Модель, систематическая ошибка которой равна нулю, не нужна по двум причинам. Структура такой модели будет чрезвычайно сложной или нереализуемой. Во-вторых, такая модель не будет минимизировать суммарную ошибку. Поэтому на практике все оценочные модели имеют уменьшенную сложность.

Так же есть смысл использовать модели проще тех, что дают минимальную суммарную ошибку. Главным образом – с целью упрощения разработки. Для этих моделей характерен доминирующий вклад систематической ошибки в суммарную. Такие модели, соответственно, будут фальшивить в процессе вали-

дизации. Их называют моделями сниженной сложности.

Если систематическая ошибка доминирует, она может быть «сформована», т.е. в рамках существующей структуры модели определенным свойствам системы уделяется больше внимания, чем другим. (Например, аппроксимация частотных функций в выделенном диапазоне частот в линейных моделях). Сделать эту формовку можно, как вручную после сбора данных, так и с помощью предварительной фильтрации данных.

Модели сниженной сложности, оценка суммарной и формовка систематической ошибки – это наиболее актуальные подразделы идентификации систем, поскольку полученные в результате алгоритмы управления дают наилучшую производительность в замкнутых системах. Известные типы структур оценочных моделей можно разделить на два класса [118]:

1) Черные ящики. Это семейство моделей (зачастую – линейных), параметры которых не имеют физического смысла, а цель – нахождение таких моделей, которые обеспечивают наилучшее совпадение с наблюдаемыми данными. Для линейных моделей это обычно – параметризация частотных функций. В случае нелинейных моделей в качестве «черного ящика» используют искусственные нейронные сети.

2) Физически параметризуемые модели. Это результат более или менее трудоемкого моделирования, когда все физические представления о поведении процесса концентрируются в модели, обычно – в форме пространства состояний с известными и неизвестными параметрами. Неизвестные параметры описывают структуру модели и чаще всего имеют такой физический смысл, как неизвестные физические константы и т.д.

С точки зрения оценивания/ идентификации между этими подходами нет разницы, и различаются они лишь параметризацией предсказателей. Вся теория оценивания (сходимость, согласованность, точность) остается одной и той же.

Желательный и важный физический подход используется в процессе идентификации при полуфизическом моделировании, при котором дело не доходит до конструирования физически параметризуемой модели.

Полуфизическое моделирование – это процесс принятия во внимание физического подхода поведения системы и использования его для подбора нелинейных преобразований результатов измерений так, чтобы вновь полученные преобразованные переменные (новые входы и выходы) лучше описывали реальную систему. Простой пример – использование квадрата напряжения в качестве входа, если известно, что основное воздействие в системе – потребляемая мощность. Возможны и гораздо более сложные преобразования, базирующиеся на компьютерно-алгебраической трактовке основных физических законов.

Большинство известных алгоритмов идентификации основано на методе наименьших квадратов и его модификациях. В условиях неопределенности широко распространены итерационные методы, проще реализуемые, быстродействующие, обеспечивающие хорошее оценивание. В процессе непосредственной реализации в эти алгоритмы приходится вносить уточнения, связанные с особенностями управляемых процессов. В промышленных регуляторах и системах адаптивного управления не удастся использовать пакет MATLAB или его компоненты (Simulink, System Identification Toolbox), поскольку эти программы не ориентированы на получение текущих оценок. В [75] проанализировано 23 алгоритма рекуррентной идентификации, а также основные модификации этих алгоритмов по 47 критериям для нестационарных многомерных односвязных динамических объектов. Отмечено, что лучший результат показал алгоритм идентификации Нагумо-Нода.

В [60] представлен один из современных алгоритмов динамической идентификации параметров объекта управления – синхронного генератора. Алгоритм основан на методе наименьших квадратов и предназначен для использования в составе адаптивной системы управления. В [61] выполнен синтез регулятора системы управления с динамической идентификацией параметров.



## 1.8 Выводы

1. Важнейшими характеристиками являются точность установления и (или) поддержания требуемого параметра, а также быстродействие. Проблема точности может быть решена путем использования многоконтурных замкнутых систем, в том числе, – построенных по итерационному принципу грубого и точного регулирования. Проблема быстродействия, в основном, решается за счет применения оптимальных алгоритмов.

2. Наиболее массово используемым в промышленном производстве законом регулирования остается ПИД. Основные проблемы возникают при настройке промышленных регуляторов универсального применения. Измерение эффективности управления процессом производится различным образом относительно изменений задания и возмущения путем вычисления штрафной функции и мониторинга дисперсии отклонения переменной.

3. Предложена концепция «идеального микроконтроллера» и сформулированы ключевые характеристики и параметры, в первую очередь принимаемые во внимание при выборе МК для указанных систем, что подчиняет этот выбор логике решения поставленной задачи, формализует его.

4. Получение оптимального по быстродействию переходного процесса по одной из координат состояния может сопровождаться выходом других переменных за допустимые пределы, что вносит дополнительные ограничения на регулирование и осложняет применение оптимальных цифровых регуляторов в замкнутых системах управления промышленными объектами и процессами. Общее выражение, описывающее работу оптимального регулятора, совпадает с алгоритмом цифрового рекурсивного фильтра, поэтому преимущества применения сигнальных процессоров в оптимальных системах очевидны.

5. На примере системы точного позиционирования проанализированы особенности различных методов импульсной модуляции выходного напряжения преобразователя с точки зрения обеспечения приемлемой точности, а также возможности реализации встроенными аппаратными

средствами МК. Даны практические рекомендации по выбору периода работы преобразователя и устройств сопряжения МК с силовыми вентилями.

6. Сформулирована гипотеза о существовании широких классов разнообразных производственных объектов, которые могут, при определенных условиях, быть представлены в виде линейных моделей не более чем второго порядка, содержащих звено транспортного запаздывания. Это предположение удобно использовать для тестирования и сравнения различных типов преобразователей, структур, а также алгоритмов регулирования, идентификации и адаптации.

7. Рассмотрены основные аспекты проблемы идентификации как технологии оценки моделей динамических систем по результатам наблюдения входных и выходных данных. Отмечено, что модели сниженной сложности на базе полуфизического подхода, оценка суммарной и формовка систематической ошибки наиболее актуальны, поскольку полученные в результате алгоритмы управления дают наилучшую производительность в замкнутых системах.

## РАЗДЕЛ 2

### ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В разделе изложены подходы к построению промышленных систем автоматического управления, основанные на категориях искусственного интеллекта (нечеткая логика, искусственные нейронные сети, генетические алгоритмы). Проанализированы возможности, открываемые современной элементной базой.

На примере решения задачи высокоточного позиционирования с помощью цифровой системы управления на базе МК определено направление разработки алгоритмов управления ключами импульсного преобразователя.

#### **2.1 Формирование напряжения питания объекта управления в микропроцессорной системе точного позиционирования**

Рассмотрим решение производственной задачи прецизионного позиционирования с помощью линейного электродвигателя постоянного тока (ЛД) [30] с учетом ограничений, налагаемых используемой элементной базой.

В [46] показано, что без существенного влияния на точность позиционирования в «большом» возможно управление ЛД с помощью двух импульсов напряжения. С целью сокращения времени позиционирования целесообразно использование импульсной модуляции напряжения питания ЛД, при которой длительность шагов дискретизации уменьшается по мере снижения требуемой координаты позиционирования. Однако в этом случае переходный процесс тока обмоток ЛД на втором шаге может превышать максимально допустимое значение, что нецелесообразно как по соображениям надежности, так и с точки зрения обеспечения высокой точности позиционирования. Кроме того, сложность формул для расчета длительности шагов дискретизации ставит под сомнение возможность реализации управления ЛД средствами микропроцессорной техники в реальном времени. Поставим задачу разработки алгоритмов

управления силовыми вентилями реверсивного широтно-импульсного преобразователя, нагруженного на ЛД, удовлетворяющих следующим условиям:

- 1) минимальное время позиционирования;
- 2) ограничение выбросов тока обмоток ЛД;
- 3) реализуемость с помощью универсального МК.

Передаточная функция ЛД по положению может быть представлена [83]

$$W = \frac{1/C_e}{p \cdot (T_m \cdot T_e \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1)}, \quad (2.1)$$

где  $C_e$  – коэффициент противоЭДС;

$T_m, T_e$  – электромеханическая и электрическая постоянные времени ЛД, соответственно.

Решение характеристического уравнения выражения (2.1) позволяет использовать другую запись

$$W = \frac{\rho}{p \cdot (p + \alpha)(p + \beta)}, \quad (2.2)$$

где  $\rho = 1/(C_e T_m T_e)$ ;

$\alpha = -p_1; \beta = -p_2$ ;

$p_1, p_2$  – корни характеристического уравнения.

Изображение тока обмоток ЛД:

$$I(p) = \frac{\rho}{(p + \alpha)(p + \beta)} \cdot \frac{U(p)}{L}, \quad (2.3)$$

где  $L$  – индуктивность обмоток;

$U(p)$  – изображение напряжения на обмотках.

Без учета сил сопротивления уравнение движения

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = k \cdot i(t), \quad (2.4)$$

где  $m$  – масса подвижной части ЛД;

$k$  – коэффициент силы ЛД;

$x(t)$  – координата позиционирования;

$i(t)$  – ток обмоток.

Передаточная функция ЛД при управлении током

$$W_i = \frac{X(p)}{I(p)} = \frac{k}{m} \cdot \frac{1}{p^2} = \frac{\mu}{p^2}. \quad (2.5)$$

где  $X(p)$  – изображение координаты;

$$m = k/m.$$

Для объекта регулирования (2.5) оптимальный переходный процесс может быть обеспечен за два шага дискретизации  $h$  путем подачи в обмотки токового воздействия  $m_{0i} = x/\mu h^2$  и  $m_{1i} = -x/\mu h^2$  [39]. Выбор шаг дискретизации:

$$h = \sqrt{\frac{mx}{I_{\max} k}}, \quad (2.6)$$

где  $I_{\max}$  – наибольший допустимый ток обмоток;

$x$  – требуемая координата позиционирования.

На рисунке 2.1 представлены результаты расчета переходных процессов в системе с цифровым регулятором, вырабатывающим токовые воздействия.

Поскольку ЛД имеет конечное значение индуктивности обмоток, в реальной системе позиционирования невозможно формирование прямоугольных импульсов выходного тока преобразователя. Использование глубокой быстродействующей обратной связи по току не может быть реализовано программно-аппаратными средствами МК и требует применения внешних аналоговых и аналого-цифровых узлов, что повышает аппаратные затраты, снижает точность, быстродействие и гибкость системы. Поэтому управление ЛД будем осуществлять от источника ЭДС.

Предположим, что цифровой регулятор обеспечивает подачу скачкообразного-линейного напряжения на обмотки ЛД в виде:

$$u(t) = E_1 \left\{ 1 + \phi \cdot t - 2 \cdot 1(t-h_0) \cdot [1 + \phi \cdot (t-h_0)] + 1(t-h_0-h_1) \cdot [1 + \phi \cdot (t-h_0-h_1)] \right\} \quad (2.7)$$

Здесь:

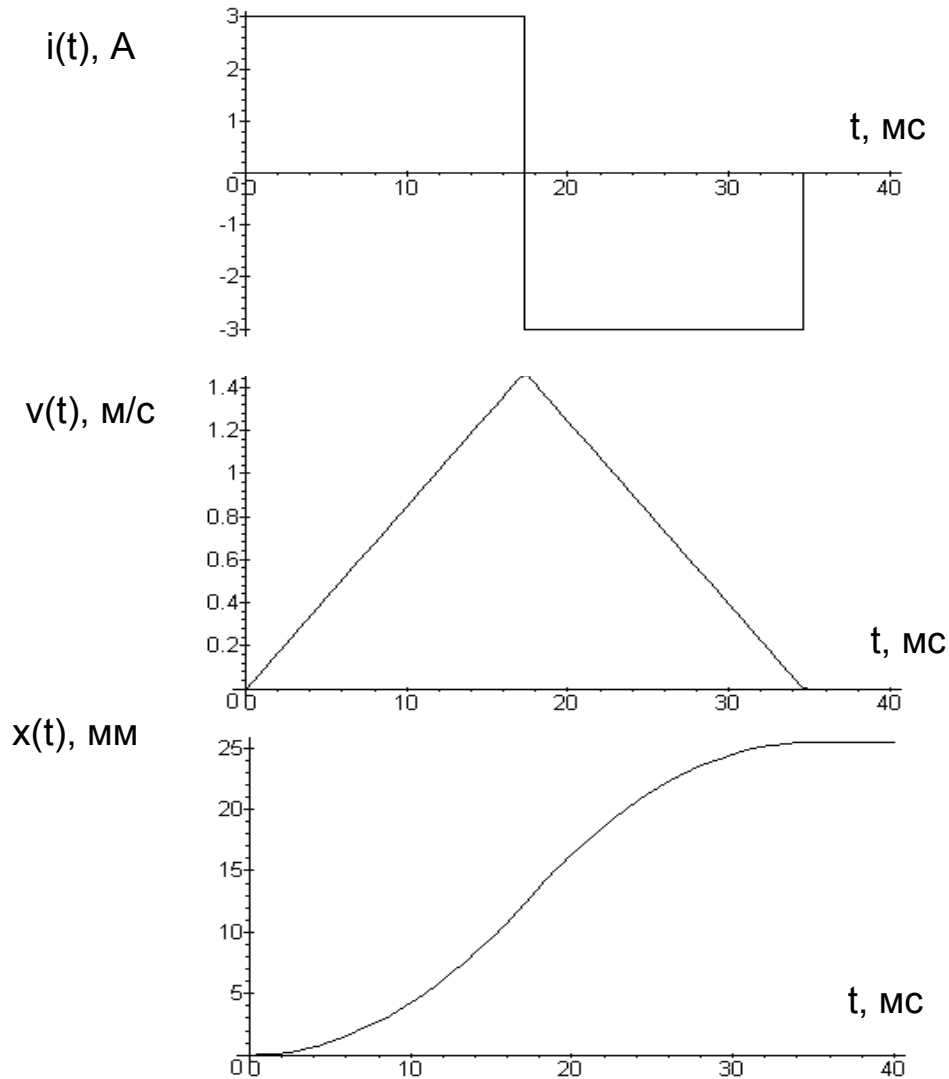


Рисунок 2.1 – Переходные процессы в системе с токовым цифровым регулятором

$E_1$  – амплитуда скачка напряжения;

$\varphi$  – скорость нарастания напряжения;

$h_0$  – длительность 1-го шага дискретизации;

$h_1$  – длительность 2-го шага дискретизации.

Изображение по Лапласу скачкообразно-линейных импульсов (СЛИ):

$$U(p) = \frac{E_1}{p^2} (p + \varphi) \cdot \left[ 1 - 2 \cdot e^{-p \cdot h_0} + e^{-p(h_0 + h_1)} \right]. \quad (2.8)$$

Выбрав  $\varphi = \alpha$  и подставив (2.8) в (2.3), найдем изображение тока обмоток ЛД в результате подачи СЛИ:

$$I(p) = \frac{E_1 \cdot \left(1 - 2 \cdot e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)}\right)}{p \cdot (p + \beta) \cdot L} \quad (2.9)$$

Оригинал тока обмоток (2.9) примет вид:

$$i(t) = \frac{E_1}{\beta L} \cdot \left[ 1 - e^{-\beta t} - 2 \cdot 1(t - h_0) \cdot \left(1 - e^{-\beta(t - h_0)}\right) + 1(t - h_0 - h_1) \cdot \left(1 - e^{-\beta(t - h_0 - h_1)}\right) \right] \quad (2.10)$$

Изображение скорости каретки

$$V(p) = \frac{kE_1 \left(1 - 2e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)}\right)}{p^2 (p + \beta) mL} \quad (2.11)$$

Переходный процесс скорости может быть получен путем нахождения обратного преобразования Лапласа от (2.11):

$$v(t) = \frac{kE_1}{mL} \cdot \left\{ \frac{t}{\beta} - \frac{1 - e^{-\beta t}}{\beta^2} - 2 \cdot 1(t - h_0) \cdot \left[ \frac{t - h_0}{\beta} - \frac{1 - e^{-\beta(t - h_0)}}{\beta^2} \right] + 1(t - h_0 - h_1) \cdot \left[ \frac{t - h_0 - h_1}{\beta} - \frac{1 - e^{-\beta(t - h_0 - h_1)}}{\beta^2} \right] \right\} \quad (2.12)$$

Изображение координаты каретки примет вид:

$$X(p) = \frac{kE_1 \left(1 - 2e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)}\right)}{p^3 (p + \beta) mL} \quad (2.13)$$

И, наконец, искомый переходный процесс координаты каретки при подаче на обмотки ЛД скачкообразно-линейных импульсов (2.7) можно рассчитать следующим образом:

$$x(t) = \frac{k \cdot E_1}{m \cdot L \cdot \beta} \cdot \left\{ \frac{t^2}{2} - \frac{t}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta t}}{\beta^2} - 2 \cdot 1(t - h_0) \cdot \left[ \frac{(t - h_0)^2}{2} - \frac{t - h_0}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta(t - h_0)}}{\beta^2} \right] + 1(t - h_0 - h_1) \cdot \left[ \frac{(t - h_0 - h_1)^2}{2} - \frac{t - h_0 - h_1}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta(t - h_0 - h_1)}}{\beta^2} \right] \right\} \quad (2.14)$$

На рисунке 2.2 представлены переходные процессы в системе с цифровым регулятором, вырабатывающим воздействия в виде СЛИ. Рассматривается

случай с фиксированным шагом дискретизации (т.е.  $h_1=h_0$ ), причем  $h_0$  выбран по (2.6). Численные параметры модели ЛД полностью совпадают с теми, что были использованы для расчета системы с токовым регулятором.

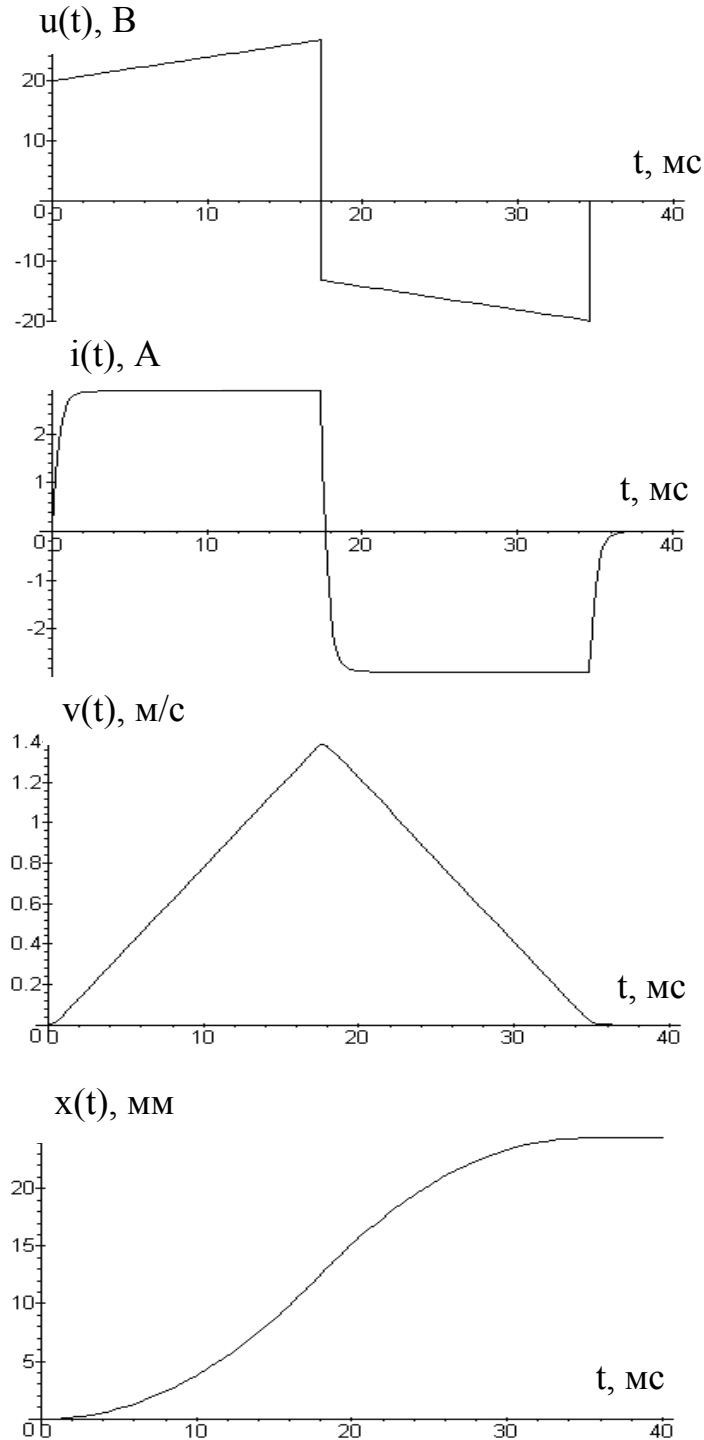


Рисунок 2.2 – Переходные процессы в системе со скачкообразно-линейными импульсами

Как показывают результаты расчетов, система, в которой ЛД питается



СЛИ, ведет себя очень близко к идеализированному случаю токового управления (сходные переходные процессы скорости и координаты каретки на рисунках 2.1 и 2.2). Большую часть процесса позиционирования во 2-м случае ток обмоток имеет установившееся значение, выбросы отсутствуют.

В качестве эталона выберем систему с токовым регулятором, для которой координата установления в конце второго шага дискретизации из (2.6) составит

$$x_{nom} = I_{max} kh^2 / m. \quad (2.15)$$

При использовании СЛИ неизбежно возникает ошибка установления, вызванная непрямоугольностью тока обмоток (2.10). Величина этой ошибки может быть найдена из (2.14) при  $t=h_0+h_1$ . Для системы с постоянным шагом дискретизации  $h_0=h_1=h$ , и тогда:

$$x(2h) = \frac{kE_1}{mL\beta} \left[ h^2 - \left( \frac{1-e^{-h\beta}}{\beta} \right)^2 \right]. \quad (2.16)$$

Из (2.10) можно получить установившееся значение тока обмоток

$$I_c = E_1 / L\beta. \quad (2.17)$$

При использовании времяимпульсного регулирования координаты позиционирования  $E_1=E_{max}$  и  $I_c \approx I_{max}$ , а второе слагаемое в (2.16) определяет ошибку установления вследствие непрямоугольности тока обмоток:

$$\Delta_x = x_{nom} - x(2h) = \frac{k}{m} I_c \left( \frac{1-e^{-h\beta}}{\beta} \right)^2. \quad (2.18)$$

Относительная ошибка позиционирования в конце второго шага дискретизации составит:

$$\varepsilon = \frac{\Delta_x}{x_{nom}} = \left( \frac{1-e^{-h\beta}}{h\beta} \right)^2. \quad (2.19)$$

Характер зависимости  $\varepsilon$  от шага дискретизации иллюстрирует следующий рисунок.

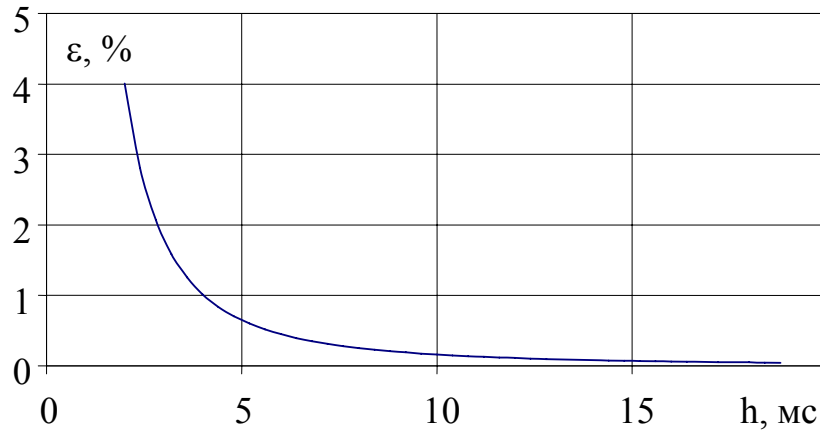


Рисунок 2.3 – Относительная ошибка позиционирования

Быстро затухающий характер этой зависимости свидетельствует о возможности использования псевдотокковой модели ЛД, базирующейся на СЛИ, для позиционирования на «большие» координаты ( $x_{nom} \geq 4 \text{ мм}$ ). При этом  $\varepsilon < 1\%$ , и может быть устранена с помощью системы слежения. Применение скачкообразно-линейного напряжения в качестве воздействия на обмотки ЛД упрощает анализ системы, а также, – и алгоритм позиционирования, в котором можно использовать формулу для расчета длительности шага дискретизации (2.6).

Сравним качественно различные методы управления ЛД. ВИМ обладает высоким быстродействием. Однако параметры, определяющие координату позиционирования – шаги дискретизации  $h_1$  и  $h_2$ , находятся достаточно сложным образом – путем решения трансцендентного уравнения. И, при больших требуемых перемещениях присутствует существенный выброс тока обмоток, приводящий к необходимости либо снижения амплитуды напряжения  $E$ , либо увеличения шага дискретизации, а, следовательно, – и к потере быстродействия.

АИМ проще в реализации на МП, поскольку амплитуда напряжения на первом шаге  $E_1$  линейно зависит от требуемой координаты. Дополнительные вычислительные затраты требуются для расчета  $E_2$ . Основные недостатки – высокое среднее время позиционирования, определяемое фиксированным шагом дискретизации, который сохраняет свое значение и для малых требуемых координат, а также низкий к.п.д.

Для СЛИ характерны следующие особенности:

- 1) фиксированный по уровню начальный скачок напряжения  $E_I$ , независимо от требуемой координаты;
- 2) фиксированная скорость нарастания напряжения на обмотках, определяемая параметром  $\alpha$  модели ЛД;
- 3) отсутствие выброса тока в начале второго шага дискретизации;
- 4) относительная простота вычисления регулирующего параметра – длительности шага дискретизации;
- 5) высокое (по сравнению с АИМ) среднее быстродействие;
- 6) более сложная, по сравнению с другими методами, форма напряжения на обмотках ЛД.

Последняя проблема, тем не менее, может быть успешно решена как средствами «жесткой» логики, так и с помощью МП. Это определяется вторым в приведенном перечне фактором.

На рисунке 2.4 представлена функциональная схема реализации СЛИ с помощью стандартных цифровых ИМС.

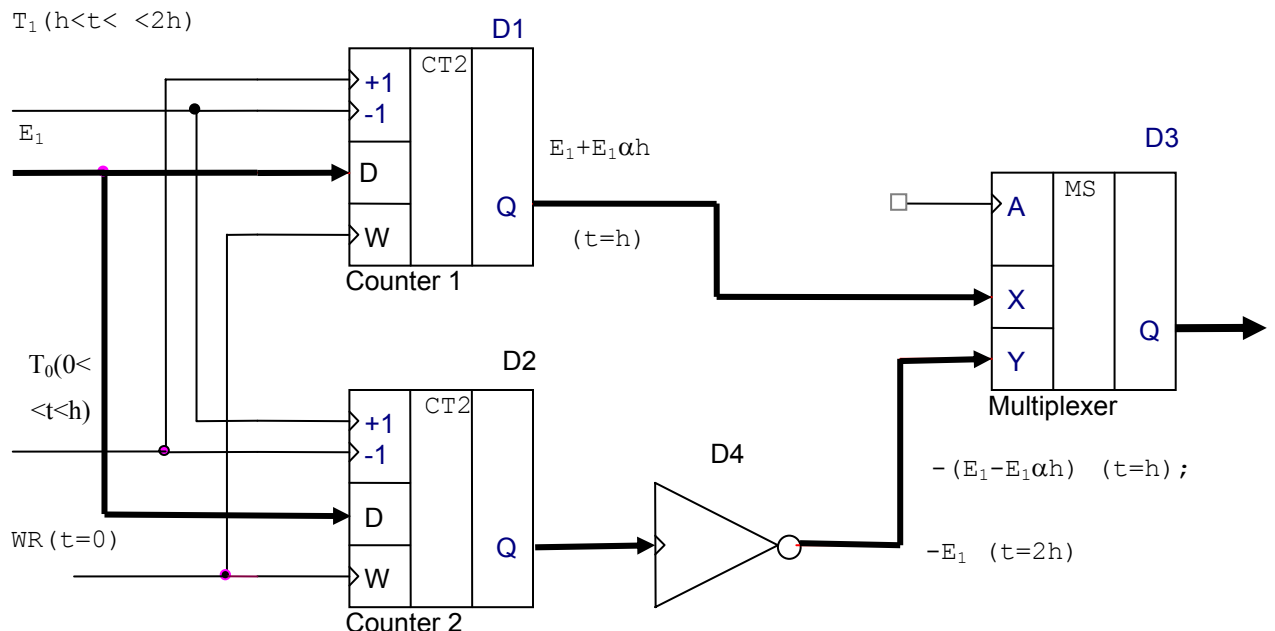


Рисунок 2.4 – Функциональная схема реализации СЛИ

В начале цикла позиционирования (при  $t=0$ ) в два реверсивных счетчика

$D1$  и  $D2$  записывается цифровой код – эквивалент скачка напряжения  $E_1$ . В течение первого шага дискретизации ( $0 < h < 2h$ )  $D1$  работает в режиме суммирования импульсов  $T_1$ , а  $D2$  – вычитания. Параметры импульсов выбраны таким образом, что к концу первого шага на выходе  $D1$  формируется код, эквивалентный напряжению  $E_1 + \alpha E_1 h$ , а на выходе  $D2$  –  $E_1 - \alpha E_1 h$ . Код с выхода  $D1$  поступает с входа  $X$  цифрового мультиплексора  $D3$  на его выход  $Y$ , подключенный, например, к аналого-цифровому преобразователю (на рисунке 2.4 не показан), с помощью которого обеспечивается формирование линейно-нарастающего напряжения обмоток ЛД на интервале первого шага. В момент времени  $t=h$  происходит коммутация входов мультиплексора ( $Y \rightarrow Q$ ) управляющим сигналом на адресном входе  $A$ . Счетчик  $D2$  начинает работать в режиме суммирования, что приводит к тому, что по истечении второго шага дискретизации на его выходах формируется точно такой же код, как и в начале позиционирования. Инвертор  $D4$  обеспечивает требуемую полярность напряжения на втором шаге.

Значительно более богатыми функциональными возможностями обладает реализация СЛИ с помощью программно-аппаратных средств однокристального микроконтроллера. Благодаря сигналам обратной связи не только от датчика тока обмоток ЛД, но и от датчика положения можно, определяя вторую разность координаты, отслеживать и стабилизировать ускорение подвижной части ЛД, формируя квазипрямоугольные «импульсы» ускорения. Это позволит существенно повысить точность позиционирования, нарушаемую вследствие нелинейной зависимости усилия, развиваемого ЛД от координаты. В этом случае токовый контур сохраняет значение не столько ради обеспечения точности, сколько для ограничения пусковых и аварийных токов ЛД.

## **2.2 Микропроцессорный регулятор квазирезонансного преобразователя**

Поскольку в квазирезонансных импульсных преобразователях (КРИП) [71] обеспечивается возможность переключения силового вентиля при нулевом

токе или нулевом напряжении, это позволяет свести к минимуму потери на переключение, перегрузки и помехи. Необходимость снижения габаритов преобразователей, как для электропривода, так и для источников питания приводит к повышению частот преобразования. Это, наряду с требованиями к стабильности характеристик, обуславливает применение смешанных аналого-цифровых систем управления КРИП. Структуры таких систем описаны в [50 и 71].

Применение цифрового подхода, в первую очередь, вызвано недостатками аналоговых частей смешанных (гибридных) систем управления. Потенциально высокая точность, гибкость и стабильность – важнейшие, но не единственные достоинства цифровых систем. Математические основы оптимального управления, в первую очередь, были разработаны под цифровые системы. Однако практическая реализация таких систем и алгоритмов регулирования на их основе длительное время сдерживалась отсутствием адекватной элементной базы. Прежде всего, это касается встраиваемых в объект регулирования автономных систем, имеющих наибольшее прикладное значение.

Модель КРИП в пространстве состояний [21] позволяет получить передаточные характеристики оптимального цифрового регулятора. Классическая реализация такого регулятора на цифровых микросхемах не может удовлетворить требований по габаритам. Применение заказных специализированных микросхем приводит к неэкономичным решениям. Возможным путем реализации алгоритма управления преобразователем может быть использование микроконтроллера. На рисунке 2.5 представлен однополупериодный КРИП, переключаемый при нулевом токе, совместно с цифровой системой управления.

Система управления КРИП содержит цифровой регулятор (ЦР), систему управления квазирезонансным ключом (СУРК), интерфейс квазирезонансного ключа (ИРК), интерфейс датчика выходного напряжения (ИДН), АЦП и цифровое корректирующее устройство (ЦКУ).

Как известно, регулирование выходного напряжения КРИП обеспечивается методом частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Задачей ЦР здесь является выработка кода частоты преобразования  $f_s[n]$  по сигналу рассогласования

между кодом задания выходного напряжения от внешнего цифрового устройства  $U_0[n]$  и сигналом обратной связи за конечное и минимальное время, а также стабилизация выходного напряжения КРИП на требуемом уровне.

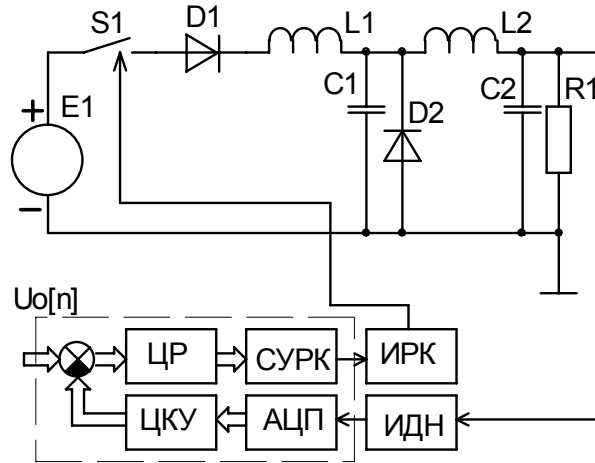


Рисунок 2.5 – Однополупериодный КРИП, переключаемый при нулевом токе

СУРК обеспечивает формирование сигнала включения квазирезонансного ключа фиксированной длительности, а также регулируемого временного интервала паузы по командам от ЦП. ИРК представляет собой драйвер, согласующий цифровые уровни выходного сигнала СУРК с напряжениями (токами), необходимыми для управления квазирезонансным ключом. ИДН обеспечивает согласование уровня выходного напряжения преобразователя с диапазоном допустимых входных напряжений АЦП. АЦП производит оценку уровня выходного напряжения преобразователя, обеспечивая тем самым формирование сигнала отрицательной обратной связи в цифровом виде. ЦКУ осуществляет предварительную обработку кода выходного напряжения (масштабирование, коррекция, как нелинейности преобразования, так и нелинейности регулировочной характеристики однополупериодного КРИП).

Отметим, что в двухполупериодном КРИП ЦКУ может не использоваться, а необходимая коррекция осуществляется ЦП. Кроме того, в случае необходимости, ИРК и ИДН могут содержать устройства, обеспечивающие гальваническую развязку КРИП (силовой части) и системы управления (информационной части).

Использование современных однокристальных микроконтроллеров с развитой периферией позволяет СУРК, ЦР, АЦП, ЦКУ, а также вычитатель реализовать программно-аппаратно, т.е. в рамках одной интегральной микросхемы. Это дает наиболее экономически оправданный вариант КРИП.

На практическом примере однополупериодного понижающего КРИП произведем оценку реализации системы управления на базе микроконтроллера.

Пусть  $L1=35 \text{ мкГ}$ ;  $C1=1500 \text{ нФ}$ ;  $L2=700 \text{ мкГ}$ ;  $C2=10 \text{ мкФ}$ ;  $R1=86 \text{ Ом}$ ;  $E1=30 \text{ В}$ . Резонансная частота контура составляет  $f_0=695 \text{ кГц}$ , характеристическое сопротивление  $Z_n=152 \text{ Ом}$ .

Для  $r=R1/Z_n=0,56$  из [71] аппроксимируем статическую регулировочную характеристику КРИП в диапазоне нормированной частоты преобразования  $f_s/f_0=0,1 \dots 0,5$ :

$$x = \frac{f_s}{f_0} + 0,08, \quad (2.20)$$

где  $x=U_{C2}/E1$ .

По рисунку 9 [71] определяем линеаризованную оценку частоты преобразования КРИП:

$$\tilde{f}_s[n] = \left( \frac{\tilde{U}_{C2}}{E1} - 0,08 \right) f_0, \quad (2.21)$$

где  $\tilde{U}_{C2}$  – код с выхода АЦП.

Чтобы устранить операцию деления при регулировании в реальном времени, преобразуем (2.21) к виду:

$$\tilde{f}_s[n] = (\tilde{U}_{C2} - A)B, \quad (2.22)$$

где  $A=0,08E1$ ;

$B=f_0/E1$  – константы в процессе регулирования.

Выражение (2.22) позволяет скорректировать нелинейность регулировочной характеристики КРИП относительно простой программной процедурой. По (2.22) может быть реализован простейший пропорциональный регулятор, опи-

рающийся на оценку выходного напряжения КРИП с помощью АЦП. Для такого регулятора характерно наличие статической ошибки, низкая устойчивость, неудовлетворительные динамические характеристики.

Определим структуру и параметры оптимального по быстродействию цифрового регулятора, исходя из топологии и параметров заданной (рисунок 2.5) нагрузки. Система должна быть переведена из исходного состояния в требуемое за конечное количество шагов регулирования  $h$ , число которых определяется порядком характеристического уравнения передаточной функции нагрузки. Передаточная функция цепи нагрузки ( $R1, C2, L2$ ) представим в виде:

$$K_l(p) = \frac{\omega_2^2}{p^2 + p\omega_1 + \omega_2^2}, \quad (2.23)$$

$$\text{где } \omega_1 = \frac{1}{\tau}; \quad \tau = R_1 C_2;$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}.$$

Для объекта регулирования с передаточной функцией вида (2.23) оптимальный цифровой регулятор при единичном ступенчатом воздействии на входе системы имеет передаточную функцию [39]:

$$W(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{(1 + z^{-1})(1 + a_1 z^{-1})}, \quad (2.24)$$

где все коэффициенты определяются исходя из параметров (2.23), а также шага дискретизации регулятора  $h$  следующим образом:

$$K_0 = \frac{1}{1 - 2\sqrt{e^{-\omega_1 h}} \cos \lambda h + e^{-\omega_1 h}};$$

$$a_1 = K_0 \left[ \sqrt{e^{-\omega_1 h}} \left( \frac{\omega_1}{2\lambda} \sin \lambda h - \cos \lambda h \right) + e^{-\omega_1 h} \right];$$

$$b_1 = 2\sqrt{e^{-\omega_1 h}} \cos \lambda h;$$

$$b_2 = e^{-\omega_1 h};$$

$$\lambda = \sqrt{\omega_2^2 - \frac{\omega_1^2}{4}}.$$



Использование (2.24) основано на допущении о том, что выбранный шаг дискретизации  $h=100$  мкс значительно больше минимального периода преобразования  $T=1/(0,1 f_0)=14,4$  мкс.

Выбор длительности шага работы цифрового регулятора производится из компромиссных соображений. При этом учитывается необходимость ограничения максимальных воздействий. Однако в случае КРИП главным фактором увеличения  $h$ , а, следовательно – ухудшения динамических характеристик системы, является недостаточная производительность микроконтроллера.

Учитывая, что  $W(z)=F(z)/E(z)$ ,

где  $F(z)$  и  $E(z)$  –  $z$ -преобразования частоты преобразования и ошибки по выходному напряжению КРИП, соответственно, из (2.23) можно получить решетчатую функцию частоты преобразования:

$$f[n] = c_1 f[n-1] + c_2 f[n-2] + c_3 \varepsilon[n] + c_4 \varepsilon[n-1] + c_5 \varepsilon[n-2], \quad (2.25)$$

где  $c_1=(a_1-1)$ ;  $c_2=-a_1$ ;  $c_3=K_0$ ;  $c_4=b_1$ ;  $c_5=b_2$ .

(2.25) определяет алгоритм работы ЦР, а структура регулятора, реализующая данный алгоритм, представлена на рисунке 2.6.

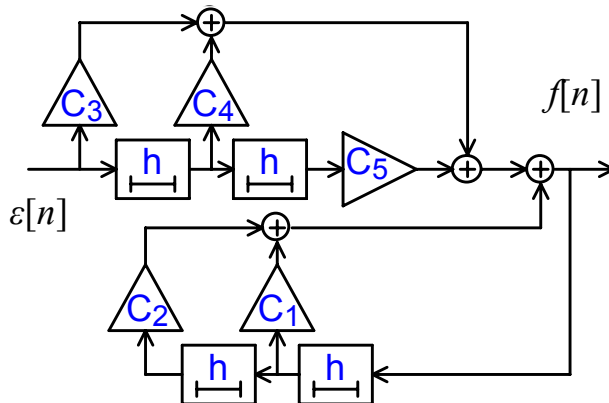


Рисунок 2.6 – Структура регулятора, реализующая алгоритм изменения частоты преобразования

Для описываемого примера имеем:

$$c_1 = -0,51; c_2 = -0,49; c_3 = 0,84; c_4 = 0,69; c_5 = 0,89.$$

На рисунке 2.7 приведены временные диаграммы среднего за период вы-

ходного напряжения КРИП в переходном режиме при единичном скачкообразном изменении сигнала задания (нормированное значение относительно начального установившегося, принятого за 0:  $e(t) = (u_{C2} - u_0) / u_0$ ).

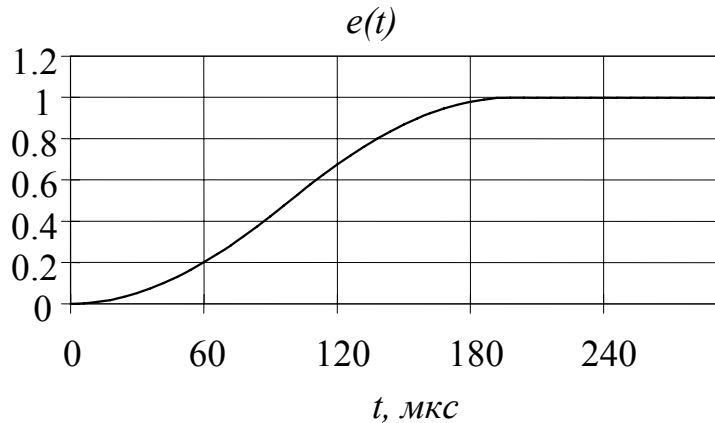


Рисунок 2.7 – Среднее за период выходное напряжение КРИП в переходном режиме

Переходный процесс заканчивается к концу второго шага дискретизации (200 мкс). Далее СУРК вырабатывает фиксированные на новом уровне периода преобразования периодические сигналы включения квазирезонансного ключа постоянной длительности.

Учитывая высокую частоту преобразования, в основу выбора МК для практической реализации алгоритма регулирования выходного напряжения КРИП следует положить производительность. Среди представленных на отечественном рынке недорогих универсальных восьмиразрядных МК с развитой интегрированной на кристалле периферией можно выделить микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel [7]. Данные МК имеют RISC-ядро, выполняющее команды преимущественно за один цикл и хорошо продуманную структуру ввода/вывода, что снижает потребность во внешних системных компонентах. Для AVR-устройств характерно наличие резидентных таймеров, UART, SPI, подтягивающих резисторов, широтно-импульсных модуляторов, аналого-цифрового преобразователя, аналогового компаратора, а также ряд других особенностей, облегчающих построение системы управления преобразователем.

Команды AVR ориентированы на уменьшение размера программы, неза-

висимо от того, пишется ли она на языке высокого уровня *C* или на Ассемблере. Благодаря наличию резидентной *Flash*-памяти программ, а также *EEPROM*-памяти данных *AVR* является хорошей альтернативой в том случае, когда необходима оптимальная стоимость системы и быстрая ее поставка на рынок.

В прототипе системы регулирования КРИП использован МК с резидентным умножителем за два цикла; двумя восьмиразрядными и одним шестнадцатиразрядным таймером/счетчиком событий; восьмиканальным десятиразрядным АЦП; аналоговым компаратором.

Резидентный АЦП позволяет при выбранном шаге дискретизации успеть получить текущее значение выходного напряжения КРИП и своевременно (до начала следующего шага) перепрограммировать таймер (СУРК) новым значением частоты преобразования. Следует отметить, что, поскольку аналого-цифровое преобразование реализуется аппаратно, процедура обслуживания датчика обратной связи по выходному напряжению КРИП представляет собой чтение результата преобразования из регистра данных АЦП (*ADC Data Register*). При работе АЦП в «свободном» режиме (*Free Running Mode*), выборка и обновление регистра данных осуществляется с постоянным периодом. Использование режима одиночного преобразования (*Single Conversion Mode*) позволяет перейти к более совершенному механизму регулирования КРИП с переменным шагом дискретизации. Возможно увеличение скорости оценки напряжения и повышение частоты преобразования энергии, если допустимо снижение разрешающей способности резидентного АЦП. Наличие нескольких аналоговых входов позволяет ввести дополнительные каналы обратной связи, например – по току дросселя *L2*, а также сигналы диагностики КРИП, идентификации нагрузки в случае использования более совершенных (в том числе – адаптивных) алгоритмов.

Программа управления КРИП включает в себя инициализацию памяти и периферийных устройств микроконтроллера, чтение сигнала задания уровня выходного напряжения и собственно программы регулирования и стабилизации выходного напряжения преобразователя.

На рисунке 2.8 приведены временные диаграммы токов через индуктивности КРИП и напряжений на емкостях в течение одного периода работы КРИП в установившемся режиме для  $x=0,4$ . Расчет выполнен по методике [21].

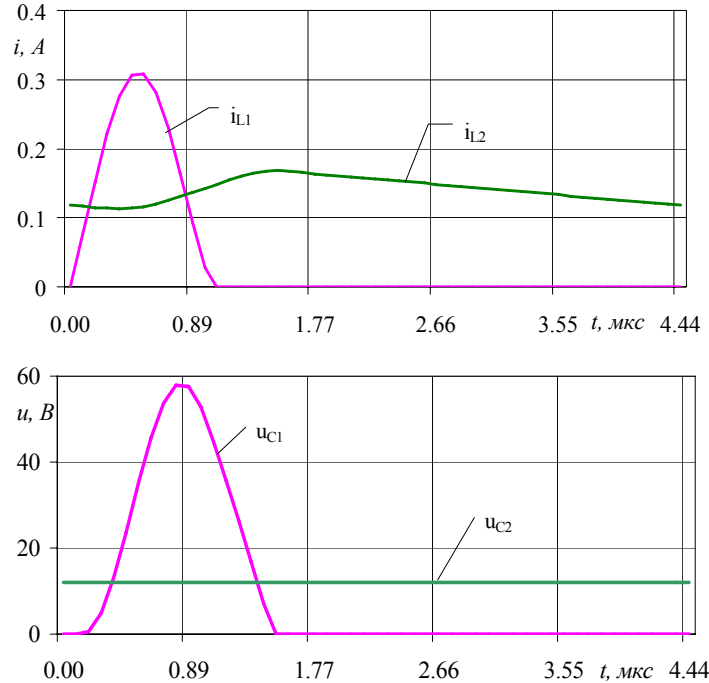


Рисунок 2.8 – Токи через индуктивности и напряжения на емкостях КРИП

Теоретические и экспериментальные данные свидетельствуют об ограниченной точности установки периода переключения квазирезонансного ключа с помощью резидентного таймера микроконтроллера. При номинальной частоте коммутации (рисунок 2.8)  $f_s=225 \text{ кГц}$  и тактовой частоте микроконтроллера  $f_T=8 \text{ МГц}$  погрешность установки частоты составляет  $\delta_f=2,8\%$ , что недостаточно для систем точной стабилизации. Даже использование МК с очень высокой тактовой частотой  $f_T=50 \text{ МГц}$  не позволит получить погрешность установки выходного периода менее  $1\%$  при частоте коммутации  $f_s=500 \text{ кГц}$ . Это вынуждает искать другие пути задания частоты преобразования цифровыми методами.

Возможным вариантом решения указанной проблемы может являться использование в качестве СУРК синтезатора частоты. В настоящее время известно несколько способов частотного синтеза. Самым распространенным является использование фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако такие про-

блемы ФАПЧ, как фазовый шум, а также низкая скорость перестройки и разрешающая способность по частоте ставят под сомнение перспективы использования ФАПЧ в высокочастотных цифруправляемых КРИП.

Наиболее перспективным подходом сегодня можно считать прямой цифровой синтез (*DDS*). Функциональная схема синтезатора прямого цифрового синтеза представлена на рисунке 2.9.

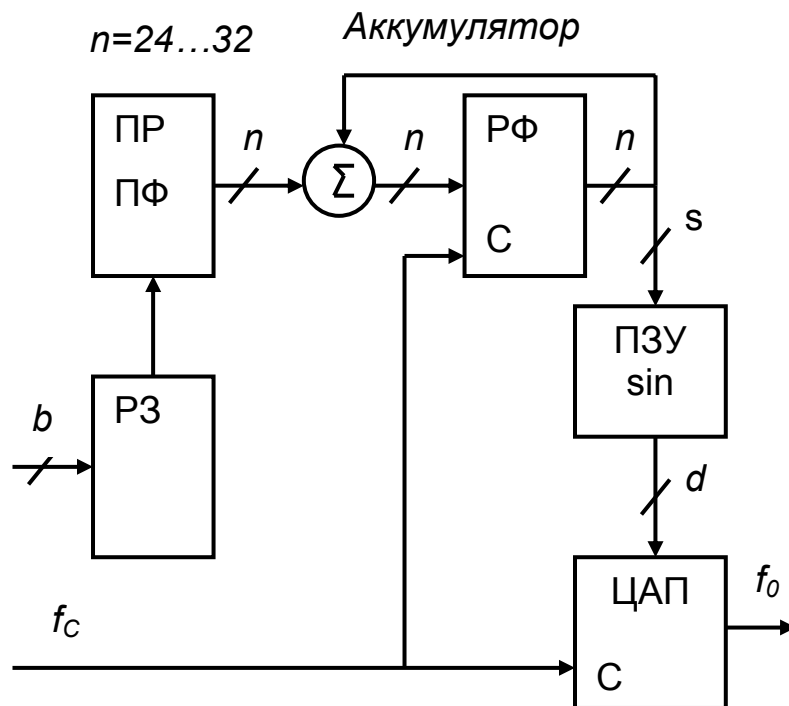


Рисунок 2.9 – Синтезатор прямого цифрового синтеза

Устройство содержит регистр загрузки (РЗ), параллельный регистр приращения фазы (ПРПФ), регистр фаз (РФ), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и постоянное запоминающее устройство (ПЗУ sin), в котором хранятся отсчеты периода синусоиды (или другого периодического сигнала). Стабильный тактовый сигнал  $f_c$  управляет ПЗУ. По мере того, как счетчик адреса последовательно адресует каждую ячейку памяти, соответствующая цифровая амплитуда сигнала из каждой ячейки управляет ЦАП, который по очереди генерирует аналоговый выходной сигнал. Спектральная чистота выходного аналогового сигнала  $f_0$  определяется, прежде всего, ЦАП. Фазовый шум, по существу, имеет то же значение, что и в тактовом сигнале.

Сердцем системы является фазовый аккумулятор, содержимое которого изменяется в каждом периоде тактового сигнала. Каждый раз при обновлении фазового аккумулятора число  $M$ , сохраняемое в ПРПФ, прибавляется к числу в РФ. Если тактовая частота составляет  $f_c$ , то частота выходного сигнала равна:

$$f_0 = \frac{M f_c}{2^n}. \quad (2.26)$$

Описанная выше базовая *DDS*-система, чрезвычайно гибка и имеет высокую разрешающую способность. Частота может быть изменена мгновенно без фазовых скачков просто с помощью изменения содержимого ПРПФ. При  $n=32$  разрешающая способность (2.22) составляет единицу на 4 миллиарда.

В настоящее время серийно выпускаются интегральные микросхемы прямого цифрового синтеза, что позволяет создавать высокостабильные прецизионные системы управления КРИП, работающие в широком диапазоне частот преобразования [11].

### 2.3 Модуляция выходного напряжения силового преобразователя

В [15] предложен новый тип промышленного регулятора для массовых применений, который назван квазиоптимальным. Такое устройство содержит иерархическую итерационную систему управления с возможностью адаптации и автоматической параметрической идентификации объекта управления. Разработка методов проектирования адаптивных квазиоптимальных промышленных регуляторов с автоматической параметрической идентификацией объектов управления представляет собой актуальную научно-техническую проблему, практическое решение которой становится возможным сегодня за счет важных достижений в области информационной и силовой электроники.

Данный подраздел касается важного вопроса, связанного с исследованием квазиоптимального регулятора, а именно – сравнения с классическим оптимальным цифровым регулятором.

### 2.3.1 Особенности объекта управления

В [15] высказана гипотеза о модели объекта управления промышленного регулятора, согласно которой существует широкий класс объектов, которые в первом приближении можно представить линейной моделью второго порядка:

$$G(p) = \frac{\rho e^{-p\tau}}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)}. \quad (2.27)$$

С целью подтверждения гипотезы о возможности оптимального управления промышленным объектом с передаточной функцией (2.27), а также для поиска методов идентификации нужно провести практические исследования с помощью математического моделирования, а также физического эксперимента. В качестве объекта для дальнейших исследований выбран электронагреватель, поскольку, во-первых, температура, вероятно, – наиболее распространенный параметр для регулирования на производстве. Во-вторых, температуру можно с достаточной степенью точности измерять с помощью относительно дешевых датчиков. *Simulink*-модель электронагревателя изображена на рисунке 2.10.

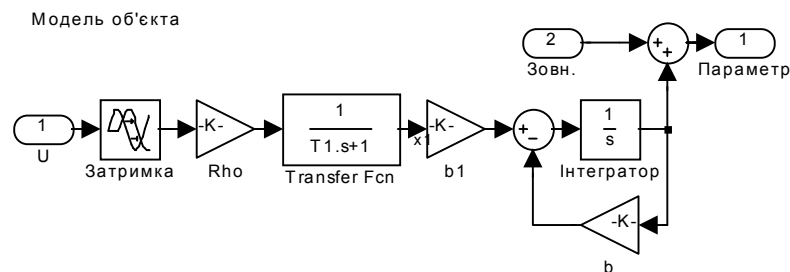


Рисунок 2.10 – *Simulink*-модель объекта управления

Параметры модели выбирались по результатам экспериментальных исследований. Кроме того был поставлен ряд экспериментов с использованием персонального компьютера и подключенных к нему датчика температуры и силового преобразователя, к выходу которого был подсоединен электронагреватель. При этом на последний подавались тестовые воздействия в виде широтно-импульсно-модулированного сетевого напряжения с заданной длительностью и коэффициентом заполнения.

На рисунке 2.11 представлены переходные процессы в реальном объекте управления, а также – в его *Simulink-модели* при сложном тестовом воздействии. На протяжении 2445 с на объект подавалось 20% мощности, потом – отключение нагревания на 275 с. Далее исходная мощность поддерживалась на уровне 8,4%. С помощью подбора параметров модели удалось добиться хорошего совпадения результатов моделирования с экспериментальными данными.

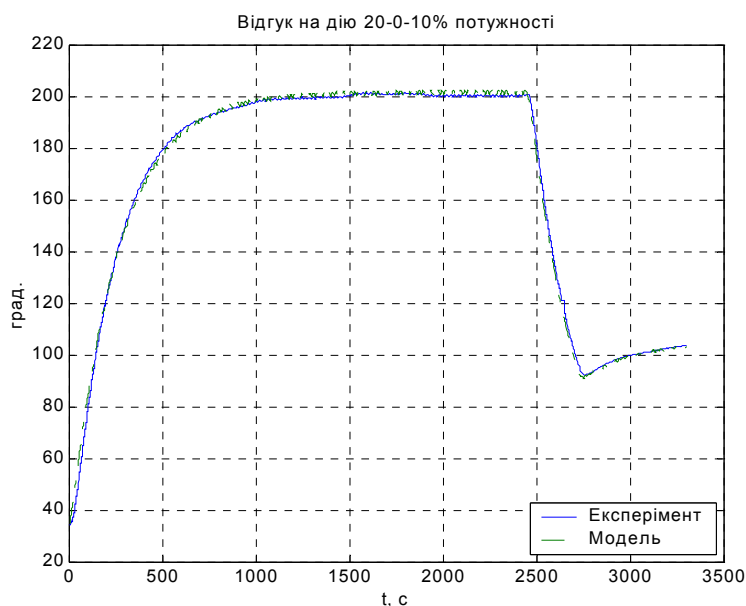


Рисунок 2.11 – Переходные процессы в системе при тестовом воздействии 20%-0-10%

Полученные на основе многочисленных экспериментов данные однозначно подтверждают справедливость выдвинутой гипотезы относительно возможности моделирования указанного и подобных объектов с помощью (2.27) с приемлемой точностью. Это открывает широкие возможности проектирования и исследования квазиоптимальных регуляторов, в частности – постановки и решения проблемы параметрической идентификации объекта управления.

### 2.3.2 Сравнение методов модуляции напряжения преобразователя

Первым звеном промышленного квазиоптимального регулятора является система автоматического позиционирования (САП) [15]. Она предназначена для отработки задания по регулируемому параметру, а также грубых возмуще-



ний за минимальное время и с минимальным перерегулированием. В сущности, САП представляет собой одноконтурную цифровую систему автоматического управления, которая содержит оптимальный цифровой регулятор. Но, в отличие от классического регулятора, в квазиоптимальном применяется импульсная модуляция напряжения, подаваемого на объект управления. Коэффициенты регулирования на трех шагах регулирования определяются по результатам идентификационных экспериментов. Тогда же выбирается и продолжительность шага позиционирования  $h_p$ . Связь между параметрами САП можно описать выражениями (6) [15].

Классический оптимальный цифровой регулятор (ОЦР) на выходе генерирует сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), причем амплитуды импульсов на шагах регулирования можно определить следующим образом:

$$u[n]=Q[n]\cdot U/Q_m; u[n+1]=Q[n+1]\cdot U/Q_m; u[N]=Q[N]\cdot U/Q_m, \quad (2.28)$$

где  $Q[n]$ ,  $Q[n+1]$ ,  $Q[N]$  – коэффициенты заполнения на трех шагах регулирования ШИМ-системы [15];

$U$  – среднеквадратичное значение сетевого напряжения;

$Q_m$  – максимальный сигнал на выходе цифрового регулятора.

Выражение (2.28) определяет связь между ШИМ и АИМ методами регулирования выходного напряжения силового преобразователя. На рисунке 2.12 представлены временные диаграммы, которые иллюстрируют поведение двух регуляторов – с широтной и амплитудной модуляцией выходного напряжения. Параметры объекта управления аналогичны представленным ранее. Продолжительность шага позиционирования  $h_p=100$  с. Использована низкочастотная ШИМ с периодом  $T_{pwm}=h_p/5$ .

Как вытекает из результатов моделирования, до конца второго шага позиционирования (момент времени  $t=2h_p=200$  с) координата ОУ достигает значения, идентичного АИМ, а далее наблюдается характерная для ШИМ пульсация относительно номинального значения регулируемого параметра с частотой ШИМ. Перерегулирование практически отсутствует. Отсюда вытекает вы-

вод о том, что динамические характеристики ШИМ для рассмотренного объекта управления идентичны (или не уступают) АИМ.

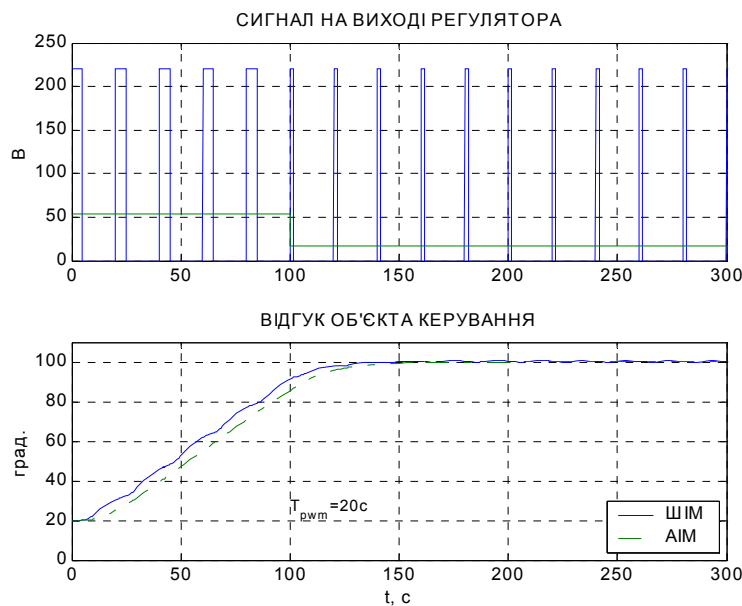


Рисунок 2.12 – Временные диаграммы работы ОЦР с ШИМ и АИМ выходного напряжения силового преобразователя ( $T_{pwm} = h_p/5$ )

Рассмотрим влияние частоты ШИМ на время и точность позиционирования. На рисунке 2.13 представлены результаты аналогичного предыдущему эксперименту, однако выбрана предельно низкая частота ШИМ, при которой период  $T_{pwm}$  в точности равняется шагу регулирования  $h_p$ . И в этом случае за два шага регулирования (а в данном случае – и за два периода ШИМ) среднее значение регулируемого параметра достигает заданного значения. Однако в данном случае, как и следовало ожидать, одновременно со снижением частоты ШИМ наблюдается рост амплитуды пульсаций. Кроме того, при увеличении заданного значения (т.е. – с ростом начального рассогласования) возникает перерегулирование, тем большее, чем выше требуемое значение параметра.

Итак, проведенные исследования дают возможность сделать однозначный вывод о перспективности разработки квазиоптимальных регуляторов. По сравнению с классическими, предложенные регуляторы имеют значительные преимущества в реальных производственных применениях.

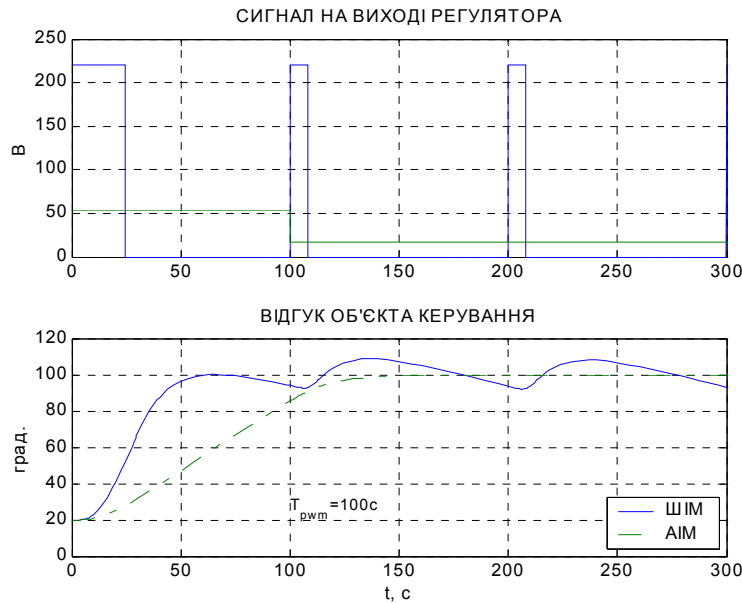


Рисунок 2.13 – Временные диаграммы работы ОЦР с ШИМ и АИМ выходного напряжения силового преобразователя ( $T_{рвм} = 100$  с)

Во-первых, широтно-импульсная модуляция выходного напряжения силового преобразователя позволяет существенно повысить энергетическую эффективность системы управления. Во-вторых, динамические характеристики при применении ШИМ несколько не ухудшаются. В то же время, принципы расчета квазиоптимальных регуляторов построены с использованием хорошо известных методов проектирования оптимальных регуляторов [92].

Практическая реализация системы позиционирования в составе квазиоптимального регулятора возможна на основе применения универсальных микроконтроллеров [7, 17]. Для систем с повышенными требованиями к быстродействию (например, электропривод), наиболее целесообразными являются сигнальные микропроцессоры [26]. Подчеркнем, что решение с применением средств микропроцессорной техники выглядит более перспективным, чем программируемых логических интегральных схем, учитывая необходимость реализации достаточно сложного алгоритма идентификации параметров объекта управления.

## 2.4 Способы реализации функций управления

С точки зрения получения процессов, близких к оптимальным по времени и без перерегулирования, очень важным является реализация таких функций управления, как формирование точных амплитудных значений и временных интервалов. Генерации заданных уровней напряжения на объекте регулирования, в частности, посвящены последующие разделы. Здесь же рассмотрим способы реализации функций управления на примере актуальной для многих классов электронных систем проблемы построения управляемых задатчиков частоты. Прежде всего, для промышленных и бытовых систем управления, частотно-управляемого электропривода, преобразователей электроэнергии с разнообразными видами импульсной модуляции, измерительных приборов, а также радиотехнических систем [11].

Основные требования к задатчикам частоты – это высокая точность и стабильность, линейность передаточной характеристики, широкий диапазон, малое энергопотребление, габариты и стоимость. Распространение цифровых систем на основе микропроцессоров и программированных логических интегральных схем побуждает к поиску соответствующих технических решений для задатчиков частоты, в которых возможно *программное управление*, т.е. – изменение частоты исходных импульсов с помощью позиционного двоичного кода, который вырабатывает система управления согласно ее алгоритму.

Наилучшим решением является применение частотного синтезатора, который генерирует многократные частоты из одной или большего количества опорных частот. Такие приборы впервые были использованы в синтезаторах систем связи. Применение МК, которые объединяют на одном кристалле ввод и вывод аналоговой информации (АЦП, ЦАП, ШИМ-модуляторы), а также реализацию разных функций времени (подсчет событий с помощью счетчиков, формирование временных задержек таймерами, генерация событий) позволяет существенно улучшить технико-экономические показатели электронных систем. Однако возникает некоторая смысловая неопределенность в вопросе о том,

что нужно понимать под терминами «аппаратная» и «программная» реализация. Ведь счетчики, регистры, дешифраторы, таймеры, логические элементы, а также ЦАП и АЦП могут быть реализованы двояким образом: как с использованием внешних радиоэлектронных компонентов (РЭК), так и программно.

Вообще можно выделить четыре способа реализации любой функции управления с помощью современной элементной базы, которая используется для построения цифровых систем. Этими способами является аппаратная, программная, аппаратно-программная и программно-аппаратная реализация. Рассмотрим методы синтеза частоты сквозь призму предложенной классификации.

### 2.4.1 Аппаратная реализация

Этот способ предусматривает использование внешних РЭК. Первый вариант синтезатора базируется на смешивании частот с выходов блока генераторов, в которых применены кристаллические резонаторы  $X1 \dots Xn$ .

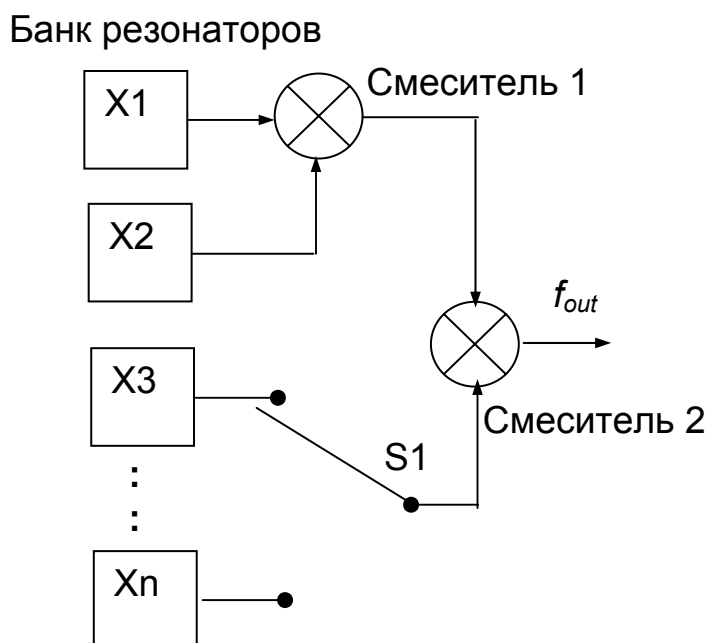


Рисунок 2.14 – Частотный синтез с использованием блока генераторов

Возможно достижение наивысшей точности и быстродействия, которые определяются параметрами примененных РЭК. Тем не менее, для такой реализации характерны повышенные габариты и стоимость, сниженная надежность и

гибкость. МК, практически, не принимает участия в процессе синтеза, а только коммутирует генераторы с помощью ключа *SI*. Другой вариант аппаратного синтеза частоты основан на хорошо известном методе с использованием замкнутой петли фазовой автоподстройки частоты (*ФАПЧ* – *PLL*). Данная отработанная технология проиллюстрирована на следующем рисунке 2.15.

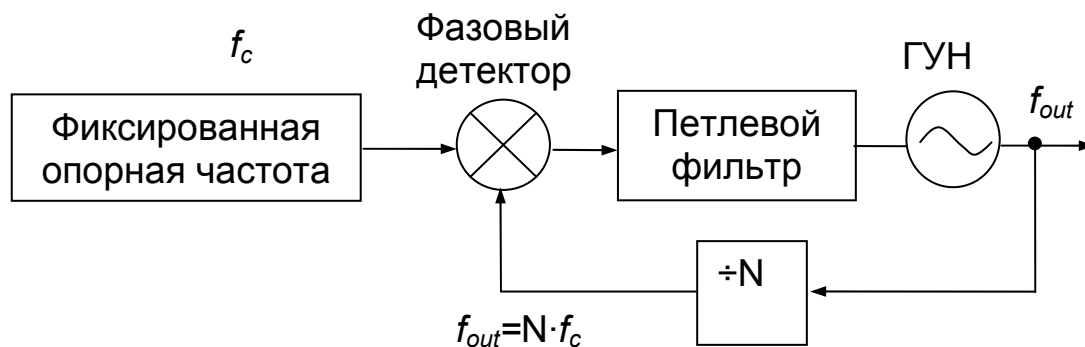


Рисунок 2.15 – Частотный синтез с использованием замкнутой петли фазовой автоподстройки частоты

Фиксированная опорная частота подается на один из входов фазового детектора. Другой его вход подключен к выходу счетчика-делителя на  $N$ , который контролируется генератором, управляемым напряжением (*ГУН*). Отрицательная обратная связь приводит к установке выхода фильтра в такое значение, которое делает выходную частоту *ГУН* в  $N$  раз меньше, чем опорная. Постоянная времени контура обратной связи контролируется петлевым фильтром. В проектировании *ФАПЧ* существует множество проблем, основными из которых является наличие фазового шума, ограниченные как скорость настройки, так и разрешающая способность по частоте и др. [101, 107, 115].

#### 2.4.2 Программная реализация

Программная реализация синтеза частоты является альтернативой предыдущему способу. Задача решается исключительно *программным* путем за счет, например, реализации циклов задержки (рисунок 2.16). Этому способу присуща наивысшая гибкость алгоритма управления, минимальная стоимость и максимальная надежность системы в целом.

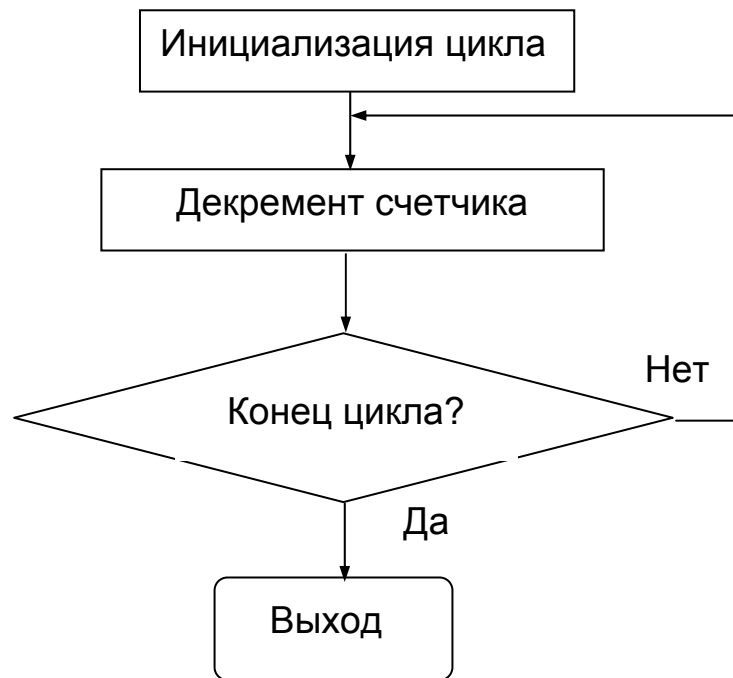


Рисунок 2.16 – Алгоритм программной задержки

Минимальный период синтезируемого меандра равняется длительности выполнения трех-четырех команд МК: инверсии, вывода в порт, декремента и условного перехода. Минимальная частота почти не ограничена. Но в этом случае МК перегружен второстепенными (по отношению к глобальной задаче управления процессом) действиями, и у него не остается времени на оценивание сигналов датчиков, выработку управляющих воздействий и т.д. Во многих случаях это предопределяет серьезные ограничения по быстродействию, а следовательно, – качеству системы управления.

### ***2.4.3 Программно-аппаратная реализация***

Задачи управления внешними объектами в этом случае решаются с помощью *встроенных* ресурсов МК (таймеров, счетчиков и генераторов событий), режимы которых задаются программно однократно или по мере необходимости. Например, современные МК семейства *AVR* фирмы *Atmel* содержат на кристалле до трех таймеров-счетчиков событий с расширенными функциями. Диапазон синтезируемых частот может составлять

$$f_{CLK} / M > f_{out} > f_{CLK}, \quad (2.29)$$

где  $f_{CLK}$  – тактовая частота МК (от единиц до десятков мегагерц);

$M = 2^8 \dots 2^{16}$  – коэффициент деления.

Если приобщить программные способы расширения коэффициента деления с применением прерываний, нижняя частота генерации становится практически неограниченной.

Для построения системы управления в этом случае необходим минимальный объем дополнительного аппаратного обеспечения (например, формирователи сигналов). Это обеспечивает низкую стоимость, малые габариты и энергопотребление устройства. Время центрального процессора максимально высвобождено для решения аналитических задач, которые возникают в ходе управления сложным реальным процессом. Возможности применения этого способа зависят от номенклатуры встроенных в конкретный МК программно-аппаратных узлов, а также искусства разработчика по их умелому использованию. Этот вариант реализации управляющей функции наилучшим образом отвечает концепции прямого микропроцессорного управления [25].

#### ***2.4.4 Аппаратно-программная реализация***

Для выполнения определенной функции этим способом чаще всего используются внешние узлы (ИМС) с программным управлением, которые частично или целиком решают задачу. МК выполняет программную настройку нужной ИМС. Это позволяет существенно высвободить МК от решения рутинных задач и обеспечить довольно высокое быстродействие. Одновременно возможна перенастройка и изменение алгоритма.

Благодаря широкому использованию цифровых методов генерирования многократных частот от опорного источника частоты с цифровым управлением развило в упомянутый выше *прямой цифровой синтез (DDS)*. Здесь спектральная чистота конечного аналогового выходного сигнала определяется ЦАП. Фазовый шум – тот же, что и в тактовом сигнале.



Практическая *DDS-система* выполняет основную функцию гибко и эффективно, используя генератор с цифровым управлением. Функциональная схема модернизированной *DDS-системы* показана на следующем рисунке 2.17.

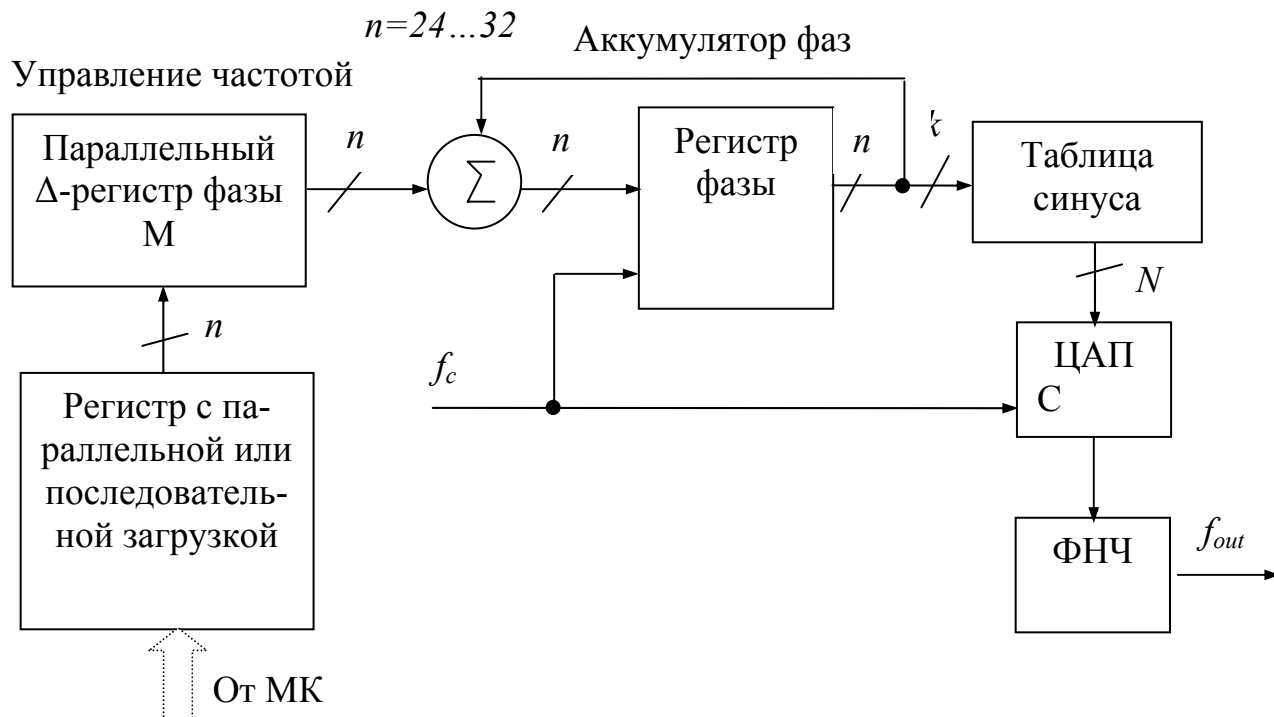


Рисунок 2.17 – Гибкая DDS-система

Сердцем системы является аккумулятор фаз, содержимое которого изменяется на каждом периоде тактового сигнала. Число  $M$ , которое хранится в регистре приращения фазы, прибавляется к числу в регистре накопления фазы.

Усеченный  $k$ -разрядный выход фазового аккумулятора служит адресом таблицы значений синуса (или косинуса). Каждый адрес в таблице отвечает фазовой точке синусоиды от  $0^\circ$  до  $90^\circ$ . Ячейки таблицы содержат цифровую информацию об амплитуде для определенной фазы, т.е. отражают информацию из аккумулятора фазы в цифровое слово, которое управляет ЦАП.

Для  $n$ -разрядного фазового аккумулятора (для большинства *DDS* систем  $n$  обычно лежит в диапазоне от 24 до 32), существует  $2^n$  возможных фазовых точек. Цифровое слово в регистре приращения фазы  $M$  представляет собой величину увеличения фазового аккумулятора на каждом периоде тактовой частоты. Если  $f_c$  - тактовая частота, то частота исходной синусоиды равняется:

$$f_0 = \frac{M \cdot f_c}{2^n}. \quad (2.30)$$

В практических *DDS-системах* выход фазового аккумулятора не прямо подается на таблицу поиска, а усекается (оставляют только старшие значащие разряды). Это уменьшает размер таблицы поиска и не влияет на разрешающую способность по частоте. Усечение фазы прибавляет малое (и приемлемое) количество фазового шума в выходной сигнал. Разрешающая способность ЦАП  $N$  выбирается на 2-4 разряда меньше, чем разрядность таблицы поиска  $k$ . Расчет выходного спектра для аккумулятора фаз на 32 бита, усечения фазы до 15 бит и 12-битного ЦАП свидетельствует, что спектральные всплески вследствие ограничений на 90 дБ ниже размаха исходного сигнала [115].

Частоту в *DDS-системе* можно изменить без скачков фазы с помощью содержимого *M-регистра*. С целью минимизации количества выводов корпуса в *DDS-микросхемах* предусмотрена загрузка слова задания частоты во внутренний буферный регистр, который предшествует параллельному выходному *M-регистру*. После загрузки слова в буферный регистр выходной параллельный регистр прироста фазы тактируется, что позволяет изменить все биты одновременно. Тактовая частота (скорость выборки) должны быть, по крайней мере, вдвое больше исходной частоты. Практические соображения ограничивают фактическую наивысшую выходную частоту приблизительно до 1/3 тактовой частоты. На рисунке 2.18 показан спектр сигнала на выходе ЦАП в *DDS-системе*, в которой выходная частота составляет 30 МГц, а тактовая – 100 МГц. За ЦАП должен быть установлен фильтр для удаления зеркальной частоты.

Нормализованный амплитудный отклик на выходе ЦАП (перед фильтром) имеет нули на тактовой и кратных ей частотах:

$$A(f_0) = \frac{\sin\left(\frac{\pi f_0}{f_c}\right)}{\frac{\pi f_0}{f_c}}, \quad (2.31)$$

где  $f_0$  – исходная частота, а  $f_c$  – тактовая частота.

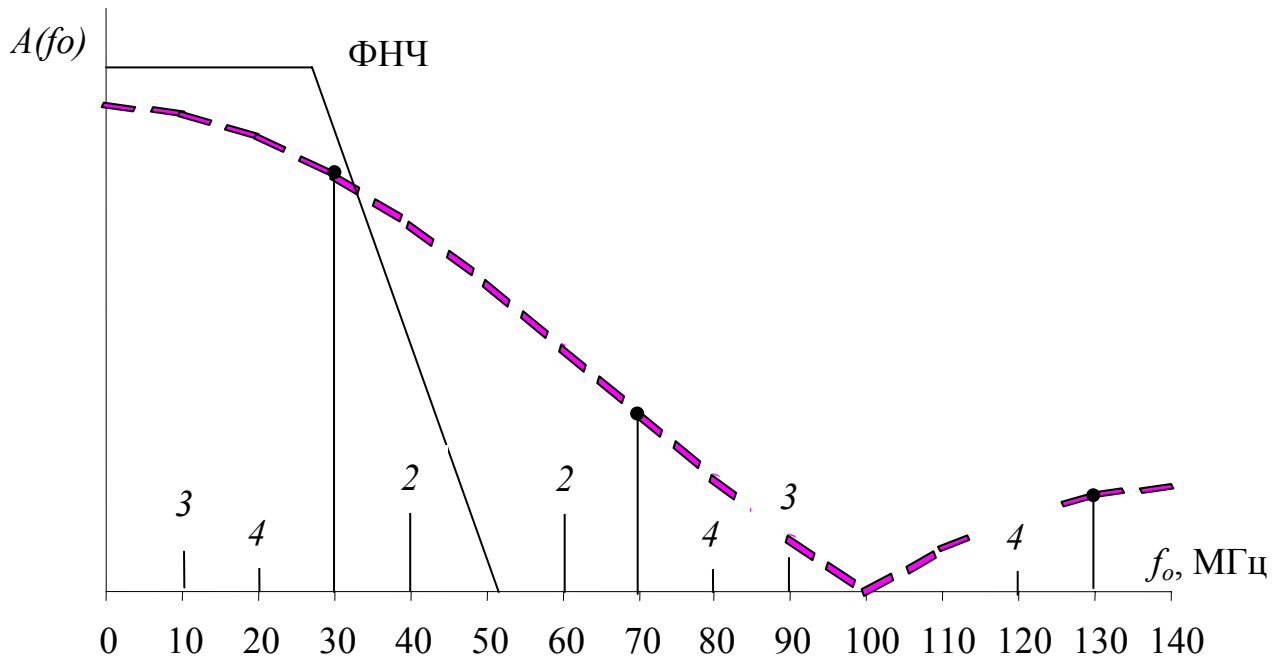


Рисунок 2.18 – Перемежение спектров в DDS-системе

Спад частотной характеристики возникает из-за того, что на выходе ЦАП присутствует не последовательность импульсов нулевой ширины (как в идеальном импульсном элементе), а прямоугольные импульсы, ширина которых равняется обратной величине частоты выборки.

В отличие от базовой ФАПЧ-системы, высшие гармоники основной выходной частоты в *DDS*-системе попадают в полосу пропускания вследствие перемежения спектров и не могут быть удалены сглаживающим фильтром. Размещение первых четырех гармоник показано на рисунке 2.18.

Основными недостатками аппаратно-программной реализации синтеза частоты следует считать повышенную сложность, стоимость, энергопотребление и габариты системы (по сравнению с программно-аппаратным способом). Поэтому основные направления применения – в составе относительно мощных и дорогих систем (вычислительные комплексы, промышленные (невстроенные) контролеры, радиосистемы). Наибольший эффект аппаратно-программная реализация может дать при использовании в составе исследовательских комплексов, автоматизированных рабочих мест и т.п. [32].

## 2.5 Искусственные нейронные сети в системах управления

Искусственные нейронные сети (ИНС) являются универсальными аппроксиматорами, позволяющими реализовать широкий набор нелинейностей вида вход-выход, не прибегая к аналитическому описанию объекта, основываясь лишь на экспериментальных данных. Решающее преимущество ИНС заключается в возможности их обучения, т.е. настройки числовых коэффициентов с помощью соответствующих алгоритмов, использующих совокупности выборок сигналов на входе и на выходе объекта.

Существует множество публикаций по применению ИНС в разнообразных сферах человеческой деятельности [101, 108, 109, 114, 128]. Разработчика промышленной системы может привлечь такая особенность ИНС, как реализация за счет способности к обучению и обобщению настройки системы на работу в условиях, отличающихся от существовавших во время проектирования.

В [109, 110] рассмотрено использование ИНС в управлении. Известны два основных класса ИНС: статические и динамические. В динамических ИНС выходы зависят не только от текущих значений входов, но также от текущих или предыдущих входов, выходов или состояний сети. Проанализируем возможности нескольких классов динамических ИНС.

1. С задержками, сфокусированными на входах – *FTDN (Focused Time-Delay Neural Network)*. Самое быстрое обучение, поскольку при вычислении градиента сети не требуется динамическое обратное распространение. Сеть не содержит охваченных обратной связью параметров. Это, к сожалению, делает такую сеть не универсальной, поскольку большинство динамических объектов описываются уравнениями (передаточными функциями), в которых присутствуют не только входные, но и выходные решетчатые функции.

2. С распределенными задержками – *Distributed Time-Delay Neural Network*. Обучение сети происходит медленно, поскольку при вычислении градиента сети требуется динамическое обратное распространение. Применяют в задачах распознавания.

3. Нелинейная авторегрессивная сеть с экзогенными (внешними) входами – *Nonlinear AutoRegressive network with eXogenous inputs (NARX)*. Это рекуррентная динамическая сеть с обратной связью, охватывающей несколько слоев. Базируется на линейной ARX-модели, которая обычно используется при моделировании временных последовательностей. Данную модель задает равенство:

$$y(t) = f\{y(t-1), y(t-2), \dots, y(t-ny), u(t), u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-nu)\}. \quad (2.32)$$

Здесь следующее значение зависимого выходного сигнала  $y(t)$  вычисляется по предыдущим значениям независимого (экзогенного) входного сигнала. *NARX*-модель можно реализовать, используя нейросеть прямого распространения для аппроксимации функции  $f$ . Такая сеть в процессе тренировки представляет собой сеть прямого распространения, но, после замыкания обратной связи успешно выполняет те задачи, которые по силам только рекуррентным сетям.

1. Послойно-рекуррентная сеть – *Layer-Recurrent Network*. Для тренировки обычно используется приближенный алгоритм обратного распространения, т.е. – менее эффективный, чем для *NARX*-сетей. (Первоначально была описана сеть Элмана только с одним внутренним слоем).

2. Сети *Хопфилда* – рекурсивные, с линейной активационной функцией. Могут иметь как нестабильные точки равновесия, так и побочные (паразитные) стабильные точки.

Какой бы алгоритм обучения не был задействован, важно выбрать обучающий сигнал таким образом, чтобы на стадии работы в составе системы ИНС адекватно реагировала на реальные воздействия. Анализ типичных сигналов, формируемых оптимальными по быстродействию цифровыми регуляторами на входе объектов управления, позволил сформулировать требования к его основным характеристикам:

а) ступенчатая форма с амплитудами, перекрывающими весь допустимый диапазон;

б) длительности ступенек, перекрывающие весь допустимый диапазон.

Для исследования возможностей динамических ИНС в качестве примера

была рассмотрена задача построения модели объекта управления (1.15) путем аппроксимации его динамических характеристик вход-выход. В Листинге А.9 приведен m-файл задания параметров моделирования и управления графическим выводом для идентификации объекта по предложенному алгоритму, а на следующем рисунке представлен вид обучающего сигнала ИНС, удовлетворяющий сформулированным выше требованиям.

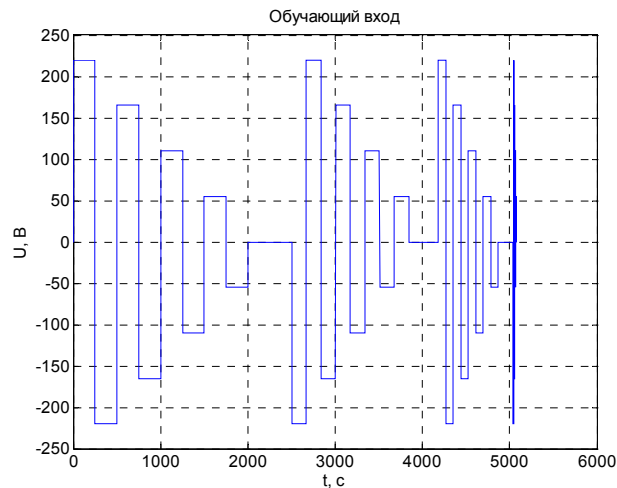


Рисунок 2.19 – Обучающий сигнал

Наилучшие результаты получены для следующих двух ИНС:

NARX1 -->N2i0:1o1:2

NARX2 -->N6i0:1o1:2

Реакция объекта и двух его моделей на базе ИНС на воздействие, похожее на обучающее, но с другими параметрами, представлен на рисунке 2.20.

Рисунок 2.21 иллюстрирует результат валидации сети, т.е. проверки ее реакции на воздействие, качественно (формой сигнала) отличное от обучающего, но которое можно допустить в реальной системе. Очевидно преимущество сети NARX2 и неадекватность – NARX1.

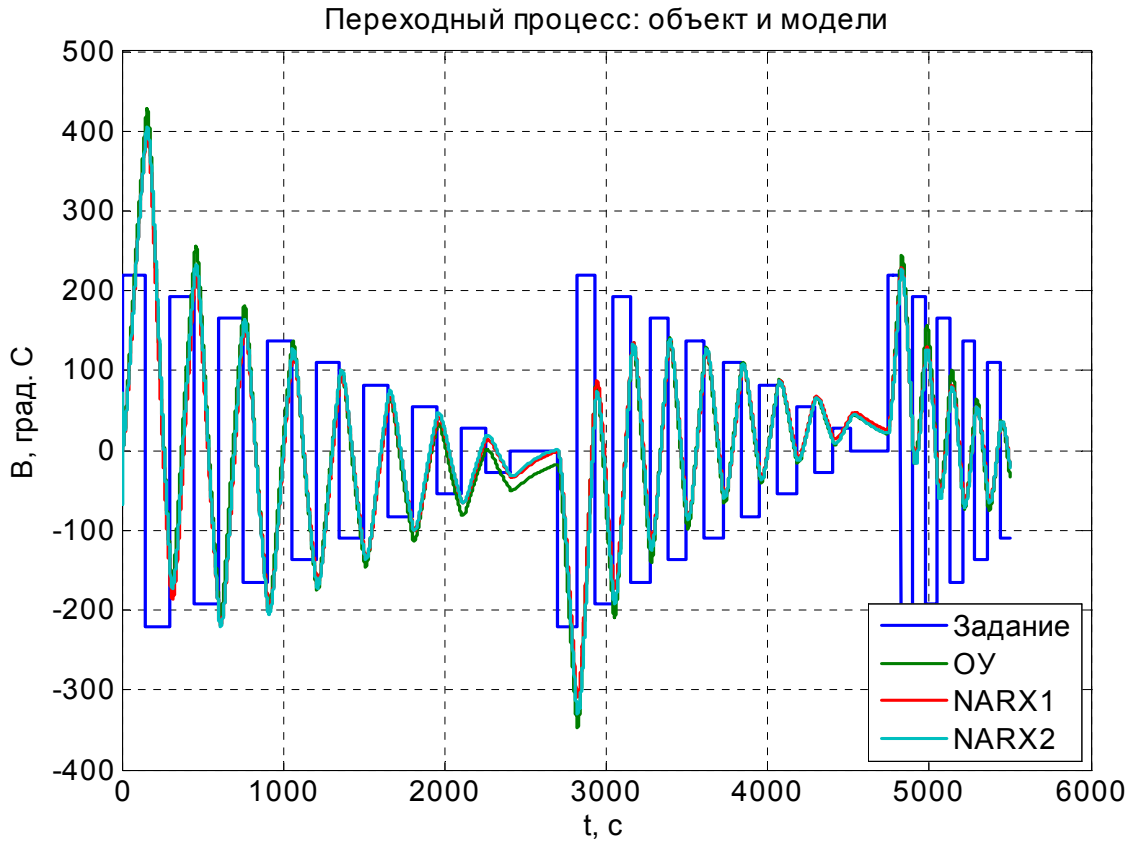


Рисунок 2.20 – Реакция объекта управления и двух его моделей на базе ИНС

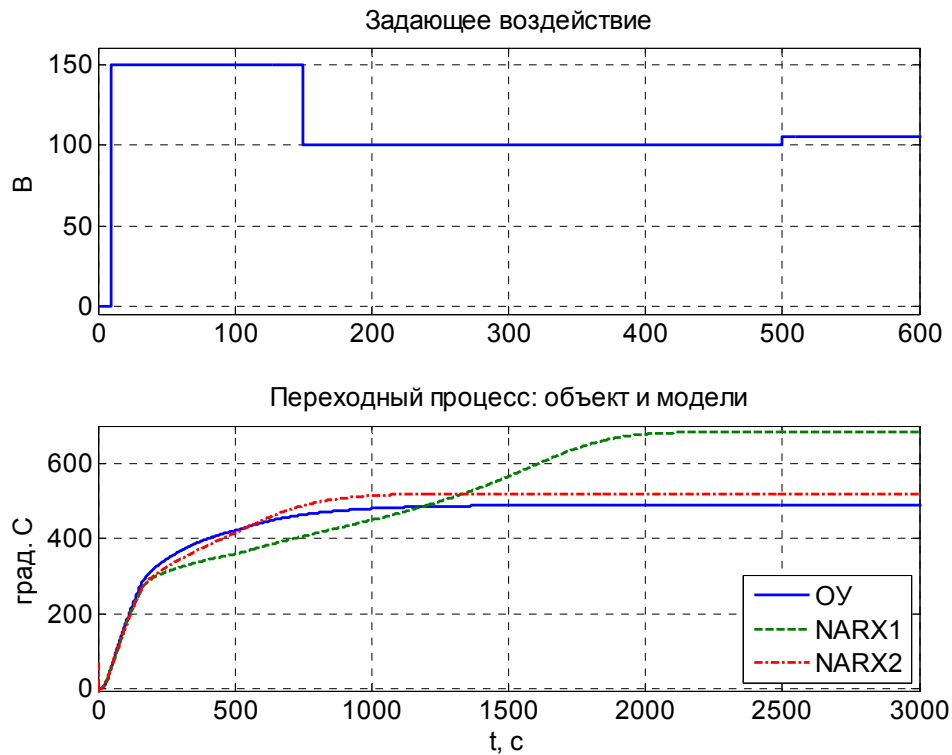


Рисунок 2.21 – Переходный процесс в объекте и его моделях

## 2.6 Нечеткие промышленные системы

Понятие нечеткого множества, лежащего в основе нечеткой логики, было предложено Лотфи Заде в 1965 г. Нечеткая логика работает хорошо в системах, которые нелинейны, содержат нерегулярные или множественные входные переменные, или имеют противоречивые ограничения [39]. Это, например, промышленные системы управления, транспорт, телевизионная и бытовая техника.

Принципы нечеткой логики используются в научно-технической сфере в течение более 40 лет. Алгоритмы нечеткого управления (то есть, – основанные на нечеткой логике) особенно привлекательны для самых малых МК, поскольку требуют меньшей вычислительной мощности и оперативной памяти, чем стандартные ПИД-регуляторы. Рассмотрим практический пример нечеткой промышленной системы регулирования температуры.

В основе своей нечеткое управление подражает работе человека в процессе управления. Человек регулирует мощность, прикладываемую к термоэлементу, в соответствии с мгновенным отклонением температуры относительно заданного значения (ошибкой регулирования  $\varepsilon[n]$ ) и скоростью изменения температуры (или производной ошибки регулирования ( $\varepsilon[n]'$ )). Процесс управляется скорее опытом, чем пониманием физического или математического смысла. Нечеткое управление работает с такими состояниями переменных процесса, как отклонение температуры и скорость ее изменения, оценивая, являются ли они высокими, низкими, или средними.

Из функциональной схемы нечеткого терморегулятора (рисунок 2.22) [106] видно, что выход нечеткого контроллера объединен с выходом модуля упреждения  $M$ , как и в случае расширенного ПИД-контроллера (рисунок 1.2). Подобный модуль адаптации оптимизирует процесс дефаззификации (отображение фаззифицированной выходной переменной в четкое выходное значение) и одновременно помогает лучше обучить модель нагревательного прибора.

На рисунке обозначены:

УЗ – устройство задания;



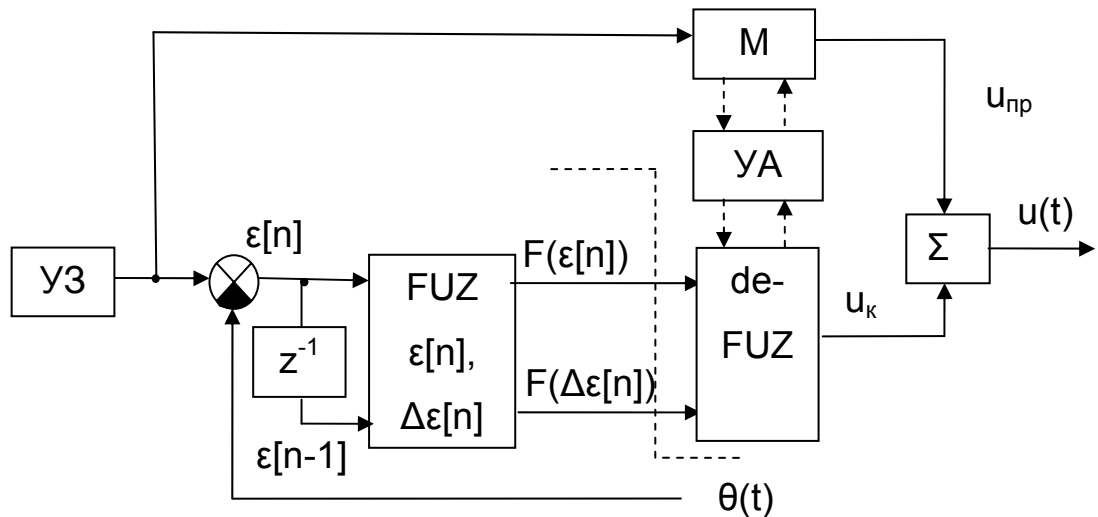


Рисунок 2.22 – Функциональная схема нечеткого терморегулятора

$z^{-1}$  – элемент задержки;

FUZ  $\varepsilon[n]$ ,  $\Delta\varepsilon[n]$  – фаззификатор;

M – модель нагревателя (блок прямого распространения);

УА – устройство адаптации;

deFUZ – дефаззификатор;;

$\theta(t)$  – сигнал обратной связи по температуре;

$\varepsilon[n]$  – сигнал рассогласования;

$\varepsilon[n-1]$  – задержанный сигнал рассогласования;

$u_{пр}$  – прямой сигнал выходного воздействия;

$u_k$  – сигнал контроллера;

$u(t)$  – сигнал выходного воздействия.

Нечеткое управление в ряде случаев позволяет проще достичь того же качества управления, что и расширенный ПИД-контроллер. Используемая в оптимальных по времени системах управления аппроксимация переключающей характеристики второго порядка полиномом первого или более высокого порядка (зона линейного регулирования в расширенном ПИД-управлении обеспечивает аппроксимацию только с нулевым порядком) делает нечеткое управление более перспективным для оптимальных по времени приложений. Поскольку это относительно новый метод управления, существует больше возможностей для дальнейшего совершенствования.

Существенным недостатком нечеткого регулирования является его «частность», т.е. жесткая привязка к определенному управляемому процессу, необходимость настройки на конкретном смонтированном объекте. Сама настройка нечеткого регулятора эвристична и не использует априорно известных свойств процесса. Это ограничивает применение нечетких систем неуниверсальными, а, следовательно, – и немассовыми промышленными регуляторами.

## 2.7 Генетические алгоритмы

Генетический алгоритм (GA) – это технология адаптивного стохастического поиска глобального оптимума, основанная на механизме природного отбора [122]. GA признан эффективной технологией решения задач оптимизации. GA стартует с начальной популяции, содержащей много хромосом, где каждая представляет собой решение, качество которого оценивается функцией пригодности. В основном, GA состоит из трех главных этапов: Отбор, Скрещивание и Мутация. Приложение этих трех основных операций допускает создание новых индивидуумов, которые могут быть лучше их родителей. Этот алгоритм повторяется для многих поколений и останавливается при достижении индивидуумов, представляющих оптимальное решение задачи.

В [122] GA применен для настройки коэффициентов ПИД-регулятора положения на основе ДПТ. В модели системы управления у разработанного с помощью GA ПИД-регулятора удалось добиться более быстрой реакции, чем у настроенного с помощью классического метода. Классический метод удобно использовать для определения начальных значений коэффициентов ПИД-регулятора. Однако GA дает коэффициенты ПИД намного лучшие результаты, как с точки зрения времени нарастания и установления, так и ошибки по сравнению с обычным методом. Это позволяет в номинальных рабочих условиях приблизиться к близким к оптимальным характеристикам управления.

Существенным недостатком GA сегодня является ресурсозатратность, что затрудняет его использование в промышленных системах автоматизации на базе встраиваемых микроконтроллеров.

## 2.8 Возможности использования интеллектуальных алгоритмов для управления производственными процессами

Особенно перспективным выглядит использование «интеллектуальных» алгоритмов в промышленных регуляторах, где практическая реализация потенциальных возможностей ИНС, нечеткой логики и ГА позволила бы углубить степень автоматизации производственных процессов, осуществить адаптацию технических средств к изменениям параметров задания, объектов управления и среды в широких пределах при минимальном задействовании человека.

В таблице 2.1 представлены разновидности некоторых интеллектуальных алгоритмов на базе ИНС, для которых отмечены как положительные, так и отрицательные стороны.

Таблица 2.1 – Использование нейронных сетей в управлении

<b>Тип управления</b>	<b>Положительные стороны</b>	<b>Отрицательные стороны</b>
Упреждающее регулирование по модели	Оптимальность процесса	Наибольший объем вычислений
Регулятор <i>NARMA-L2</i>	Наименьший объем вычислений	Представление процесса в сопутствующей форме
Управление с опорной моделью	Универсальность (применимость к более широким классам процессов)	Отдельный нейросетевой регулятор, обучаемый с динамической обратной связью

Большая часть доступной информации касается относительно ресурсозатратных сфер применения ИНС. В частности, практическая реализация описанных алгоритмов требует, как минимум, использования ЭВМ в контуре управления. Как только речь заходит о встраиваемых системах, количество публикаций по практической имплементации алгоритмов нейросетевого управления становится исчезающе малым. Предметом специального исследования должны стать интеллектуальные алгоритмы в сфере автоматизации технологических процессов, допускающие практическую реализацию средствами совре-

менной элементной базы – микроконтроллеров и силовых преобразователей.

В [24] сформулирована актуальная задача синтеза промышленного регулятора, обеспечивающего требуемые характеристики регулирования в широком диапазоне заданий и параметров объекта, в качестве которого для примера взят двигатель постоянного тока (ДПТ). Кроме того, рассмотрен вариант решения этой задачи с использованием искусственных нейронных сетей на основе выбранных параметров и метода обучения сети. На примере ДПТ промоделирована работа нейрорегулятора.

В [28] приведены этапы синтеза эталонного времяимпульсного регулятора, предложенного для обучения ИНС. Разработан алгоритм формирования обучающей выборки, позволяющий реализовать идею построения нейроконтроллера с времяимпульсной модуляцией управляющего воздействия. Там же проанализированы различные варианты топологии ИНС и сформулированы рекомендации по построению быстродействующего нейроконтроллера со сниженными требованиями к вычислительным ресурсам. В [95] показаны возможные методы достижения требуемых результатов (в данном случае – качества регулирования) при сниженных требованиях к структуре сети, что облегчает реализацию ИНС программно-аппаратными средствами встраиваемого МК.

Как уже отмечалось выше, ГА пока не представляется возможным использовать для встраиваемых приложений. Сравнивая другие две разновидности т.н. «интеллектуальных» алгоритмов, можно отметить следующее [125]:

а) нечеткая логика дает математическую подоплеку эмуляции некоторых перцепционных (т.е. – с т. зрения восприятия) и лингвистических признаков, связанных с человеческим познанием;

б) теория и практика нейронных сетей снабжает вычислительным инструментом с возможностями адаптации и обучения;

в) теория нечеткой логики обеспечивает механизм интерфейса между познавательной неопределенностью;

г) вычислительные нейронные сети предоставляют такие серьезные преимущества, как обучение, адаптация, допустимая погрешность, параллелизм,

обобщение.

Таким образом, аппараты, как нечеткой логики, так и ИНС могут оказаться наиболее результативными в перспективных разработках промышленных систем управления.

## 2.9 Выводы

1. Для системы точного позиционирования проанализирован алгоритм работы цифрового регулятора, вырабатывающего токовые воздействия. Предложен метод управления, получены выражения и построены переходные процессы в системе с регулятором, вырабатывающим на объекте воздействия в виде скачкообразного-линейного напряжения.

2. Проанализированы ошибки установления координаты в полученной системе, проведено качественное сравнение различных методов управления объектом. Сформулирована идея стабилизации ускорения подвижной части линейного двигателя по второй разности координаты, что позволяет существенно повысить точность позиционирования, нарушаемую вследствие нелинейной зависимости усилия, развиваемого двигателем, от координаты.

3. Предложена структура и алгоритм работы цифрового регулятора однополупериодного квазирезонансного преобразователя на базе универсального микроконтроллера и сформулированы ограничения для высокочастотных КРИП, связанные с формированием частоты переключения квазирезонансного ключа с помощью резидентного таймера микроконтроллера.

4. Для реализации временных функций управления целесообразно использование метода прямого цифрового синтеза, позволяющего существенно расширить диапазон частот коммутации при сохранении высокой точности, свойственной цифровым системам. Рассмотрены четыре способа построения задатчиков частоты для электронных систем с программным управлением. Проанализированы преимущества и недостатки каждого из способов при реализации системы управления на МК.

5. Наиболее перспективной для экономически эффективных систем следу-

ет считать *программно-аппаратную* реализацию, которая опирается на резидентные аппаратные средства МК. Для исследовательских и измерительных приборов наиболее актуален *аппаратно-программный* способ прямого цифрового синтеза частоты с применением специализированных микросхем.

6. Предложена *Simulink*-модель реального объекта управления, а также экспериментально подтверждена гипотеза о возможности применения такой модели для исследования квазиоптимального регулятора. Продемонстрирована связь между ШИМ- и АИМ-методами регулирования выходного напряжения силового преобразователя.

7. Путем моделирования показано, что в квазиоптимальном регуляторе применение широтно-импульсной модуляции выходного напряжения силового преобразователя, коэффициент заполнения которого линейно связан с амплитудой выходного напряжения в классическом оптимальном регуляторе, позволяет получить хорошие динамические показатели системы.

8. Продемонстрированы основные преимущества и недостатки применения нечетких регуляторов в промышленных приложениях. Показаны потенциальные возможности и существующие ограничения на практическую реализацию генетических алгоритмов программно-аппаратными средствами встраиваемых микроконтроллеров.

9. Проанализированы основные особенности известных динамических ИНС и обоснована предпочтительность применения нелинейных авторегрессионных сетей с экзогенными входами для решения задачи идентификации процесса. Предложен алгоритм формирования обучающего сигнала, обеспечивающий адекватное обучение сети и позволяющий снизить требуемый объем памяти при удовлетворительном качестве аппроксимации.

10. Продемонстрирован уровень обобщения ИНС, достаточный для использования полученных моделей с хорошей аппроксимацией динамических свойств промышленного объекта управления на последующих шагах реализации квазиоптимального регулирования.

### РАЗДЕЛ 3

## КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА

В разделе рассматривается концепция построения промышленного регулятора с автоматической параметрической идентификацией. Рассмотрен номинальный режим оптимального управления.

### 3.1 Полуфизическое моделирование промышленных объектов

Около трети всей энергии, которая используется в мировой промышленности, расходуется на тепловые процессы в нагревательных установках. Разумеется, в качестве источника продолжает широко применяться энергия сгорания жидкого, твердого и газообразного топлива. С развитием вычислительной техники математическое моделирование стало наиболее эффективным и экономичным средством исследования функциональных возможностей и проектирования электротехнических устройств, таких в частности, как регуляторы параметров систем автоматического управления.

Одним из наиболее перспективных методов управления технологическим процессом является регулирование на основе модели, применяемое в некоторых электронных производствах. Эту концепцию можно распространить и на множество других областей, а также разновидностей электронагревателей. Проиллюстрируем проблематику и особенности полуфизического моделирования на примере разработки адекватной *Simulink*-модели электропечи [18].

Параметрами рассматриваемых систем является масса нагреваемого тела, ее изменение, начальная температура печи и образца, пространственные характеристики объектов. Сложность математического анализа таких систем заключается в динамичности параметров, а также существенная их нелинейность. Управление технологическим процессом на основе модели выигрывает за счет усовершенствования техники измерений и может развиваться в направлении

разработки экспертной системы, которая, при необходимости, приобретет способность к адаптации. Это позволяет уменьшить производственные риски, связанные с перестройкой режимов работы, поскольку система управления виртуально обладает экспертными знаниями, опытом и способностью к адаптации или обучению.

Методы, основанные на моделировании, превосходят все еще господствующий ручной способ отладки, поскольку при управлении объектом можно ставить специальные цели. Например, можно сокращать затраты энергии на производство продукции, увеличивать производительность. Более точное регулирование температуры нагрева позволяет ликвидировать или сокращать простои и ограничивать пиковые нагрузки для соблюдения квот потребления.

### 3.1.1 Физические основы

Теория теплообмена изучает процессы распространения теплоты в твердых, жидких и газообразных телах [66]. Перенос теплоты может производиться тремя способами:

- 1) теплопроводностью;
- 2) конвекцией;
- 3) излучением (радиацией).

Процесс передачи теплоты теплопроводностью происходит при непосредственном контакте тел или отдельных частей тела, которые имеют разные температуры, и является молекулярным процессом передачи теплоты. Именно такой процесс может лежать в основе построения *Simulink*-модели электропечи.

Математическое описание процесса теплопроводности дает уравнение передачи тепла [66] – уравнение теплопроводности:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \left(\frac{k}{\rho c}\right)^2 \Delta T + \frac{q}{\rho c}, \quad (3.1)$$

где  $T$  – температура;

$k$  – некоторая положительная скалярная величина, которая зависит



от свойств среды, температуры и характера ее изменения;

$q$  – количество тепла;

$\rho_c$  – теплоемкость вещества.

В случае если температура изменяется не очень сильно, в первом приближении  $k$  можно считать функцией только температуры среды. Это предположение хорошо согласуется с опытом.

Уравнение (3.1) описывает процессы теплопроводности в структуре на следующем рисунке [72].

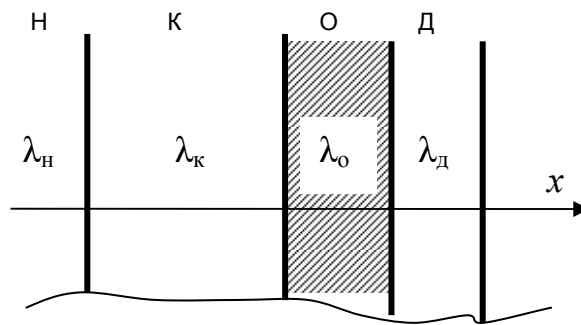


Рисунок 3.1 – Одномерная структура теплопроводности

Н – нагреватель;

К – камера электропечи;

О – объект нагрева;

Д – датчик температуры объекта;

$\lambda_i$  – коэффициенты теплопроводности каждой из сред.

В этой одномерной структуре проще описать процесс теплопроводности с помощью системы линейных дифференциальных уравнений первого порядка [76]. Это позволяет использовать более простой математический аппарат и обеспечить достаточную точность моделирования.

Математические модели физических и технических процессов описывают с помощью дифференциальных уравнений – обычных и с частными производными. Множество задач сводятся к решению линейных уравнений с частными производными второго порядка. В качестве примера можно привести классические уравнения математической физики с неизвестными функциями (например,

давления, температуры, электромагнитного потенциала и других физических величин), зависящими от пространственно-временных координат.

На основании уравнения (3.1) составим систему описывающих уравнений. По рисунку 3.1 представим электропечь как трехъемкостную систему. Это означает, что во внимание принимаются процессы теплопередачи за счет теплопроводности между тремя средами: камерой, объектом и датчиком.

Нагреватель, фактически, устанавливает температуру границы камеры, энергия которой в дальнейшем передается объекту. Датчик предназначен для фиксации температуры объекта и располагается на его поверхности. Таким образом, теплообмен между вышеперечисленными средами можно описать с помощью системы трех дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} T_k \frac{dx_k}{dt} + x_k = x_c + \frac{P(t)}{\sigma_{k.c}}; \\ T_o \frac{dx_o}{dt} + x_o = \mu_k x_k + (1 - \mu_k) x_c; \\ T_d \frac{dx_d}{dt} + x_d = \eta_k x_k + (1 - \eta_k x_k) x_c, \end{cases} \quad (3.2)$$

- где  $T_k$  – постоянная времени камеры;  
 $T_o$  – постоянная времени объекта;  
 $T_d$  – постоянная времени датчика;  
 $x_k = \theta_k(t) - \theta_c$ ;  
 $x_c = \theta_c(t) - \theta_c$ ;  
 $x_o = \theta_o(t) - \theta_c$ ;  
 $x_d = \theta_d(t) - \theta_c$ ;  
 $\theta_k(t)$  – мгновенная температура камеры;  
 $\theta_c$  – заданное значение температуры термостатирования;  
 $\theta_c(t)$  – мгновенная температура среды;  
 $\theta_o(t)$  – мгновенная температура объекта;  
 $\theta_d(t)$  – мгновенная температура датчика;

$\sigma_{к.с}$  – коэффициент теплопроводности между камерой и окружающей средой;

$P(t)$  – мощность поверхностного источника нагрева;

$$\mu_{к} = \sigma_{о.к} / (\sigma_{о.с} + \sigma_{о.к});$$

$$\eta_{к} = \sigma_{д.с} / (\sigma_{д.с} + \sigma_{д.к});$$

$\sigma_{о.к}$  – коэффициент теплопроводности между объектом и камерой;

$\sigma_{о.с}$  – коэффициент теплопроводности локальных тепловых связей между объектом и окружающей средой;

$\sigma_{д.с}$  – коэффициент теплопроводности локальных тепловых связей между датчиком и окружающей средой;

$\sigma_{д.к}$  – коэффициент теплопроводности между датчиком и камерой.

Данная система уравнений записана не для абсолютных значений температуры, а для разностей относительно заданной температуры термостатирования. Это дает возможность упростить (3.1) и вычислить ошибки.

Вышеперечисленные коэффициенты теплопроводности  $\sigma_i$  зависят от теплопроводности соседних сред и рассчитываются по формуле:

$$\sigma_i = \frac{\lambda_{i1}}{\lambda_{i2}}, \quad (3.3)$$

где  $\lambda_{i1}$  – теплопроводность среды, которая отдает тепло;

$\lambda_{i2}$  – теплопроводность среды, которая принимает тепло.

Анализ уравнений системы (3.2) позволяет вывести три соответствующие передаточные функции каналов теплообмена:

$$x_{к} = \frac{1}{T_{к}p + 1} x_{с} + \frac{1}{\sigma_{к.с} (T_{к}p + 1)} P(t), \quad (3.4)$$

$$x_{о} = \frac{\mu_{к}}{T_{о}p + 1} x_{к} + \frac{1 - \mu_{к}}{T_{о}p + 1} x_{с}, \quad (3.5)$$

$$x_{\partial} = \frac{\eta_{\kappa}}{T_{\partial}p + 1} x_{\kappa} + \frac{1 - \eta_{\kappa}}{T_{\partial}p + 1} x_c. \quad (3.6)$$

### 3.1.2 Структура модели

На основании (3.4) – (3.6) составим полную структуру модели электропечи, которая изображена на следующем рисунке.

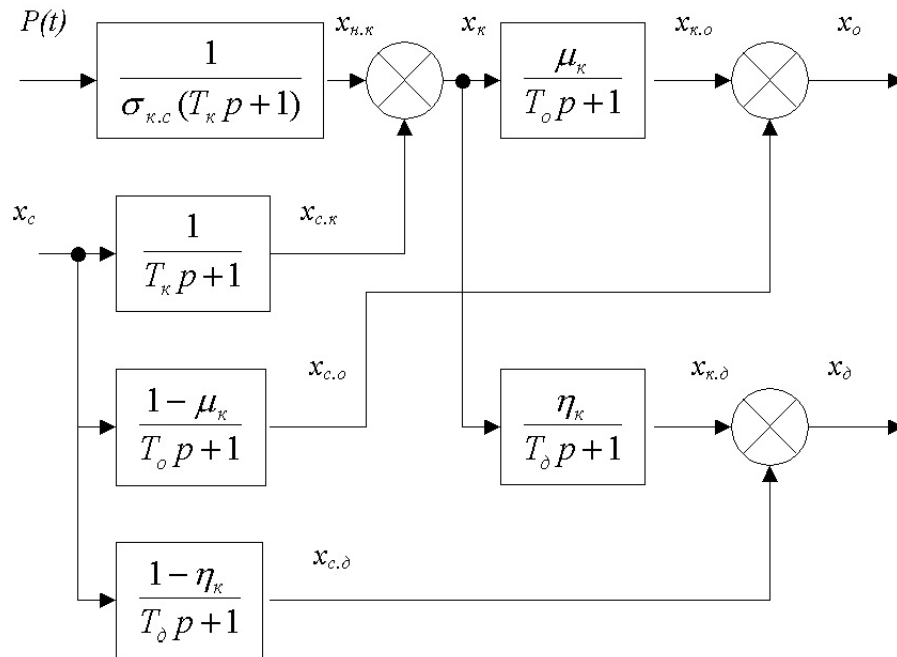


Рисунок 3.2 – Структура модели электропечи

Полученная комплексная модель содержит несколько простых аperiodических звеньев, каждое из которых характеризует отдельно взятый процесс теплопередачи. В электрическом нагревателе выделяется тепловая мощность  $P(t)$ , что приводит к изменению температуры камеры электропечи  $x_{\kappa}$ . При отсутствии влияния внешней среды на камеру (идеальной теплоизоляции)  $x_{\kappa} = x_n$ , т.е. температура камеры совпадает с температурой нагревателя.  $x_{\kappa}$ , в свою очередь, влияет на температуру объекта нагрева  $x_{\kappa,o}$ . При отсутствии влияния внешней среды при  $x_c = 0$ , имеем  $x_{\kappa,o} = x_{\partial}$ . И, наконец, температура камеры электропечи станет определяющей для температуры  $x_{\partial}$  датчика. При идеальной теплоизоляции влияние внешней среды так же не учитывается, поэтому  $x_{\kappa} = x_{\partial}$ .

Температура внешней среды  $x_c$  является вторым входным параметром

модели. Этот параметр, пройдя аperiodические звенья, прибавляется к температурам всех сред: камеры, объекта и датчика. Его влияние вызвано неидеальностью материалов теплоизоляции и существенно усложняет полученную модель, но позволяет получить более точные результаты моделирования.

В теплотехнике такое понятие, как «тепловая постоянная времени», существенно отличается от сходного понятия «электрическая постоянная времени» или «механическая постоянная времени». Механическая постоянная времени – это время, за которое система уменьшит свою энергию в  $e$  раз вследствие потерь. В отличие от этого, тепловая постоянная времени определяется необходимой заведомо установленной точностью.

### 3.1.3 Тестирование модели

Для проверки соответствия полученной модели реальной электропечи проведем ее детальный анализ в распространенном пакете MATLAB. Этот пакет использует многофункциональный язык программирования для технических вычислений и включает мощные средства математических расчетов, средства визуализации и программирования алгоритмов работы устройств.

В состав исследуемой модели, кроме показанных на рисунке 3.2, входят три подсистемы, которые задают управляющие и возмущающие входные воздействия. Блок задания управляющих воздействий обеспечивает моделирование трех источников входных воздействий, а именно:

- 1) единичный скачок (*Step*) для моделирования процессов ручного включения и выключения электропечи;
- 2) генератор широтно-импульсного сигнала (*Pulse generator*) для моделирования электронных систем управления нагревателем;
- 3) генератор сигнала произвольной формы (*Signal builder*) для моделирования сложных сигналов входного воздействия. Воздействующий сигнал создается графически.

На рисунке 3.3 показана реакция модели на единичный скачок входного напряжения от  $0\text{ В}$  до  $220\text{ В}$ , который вызывает изменение мощности на объекте

$P(t)$  в нулевой момент времени.

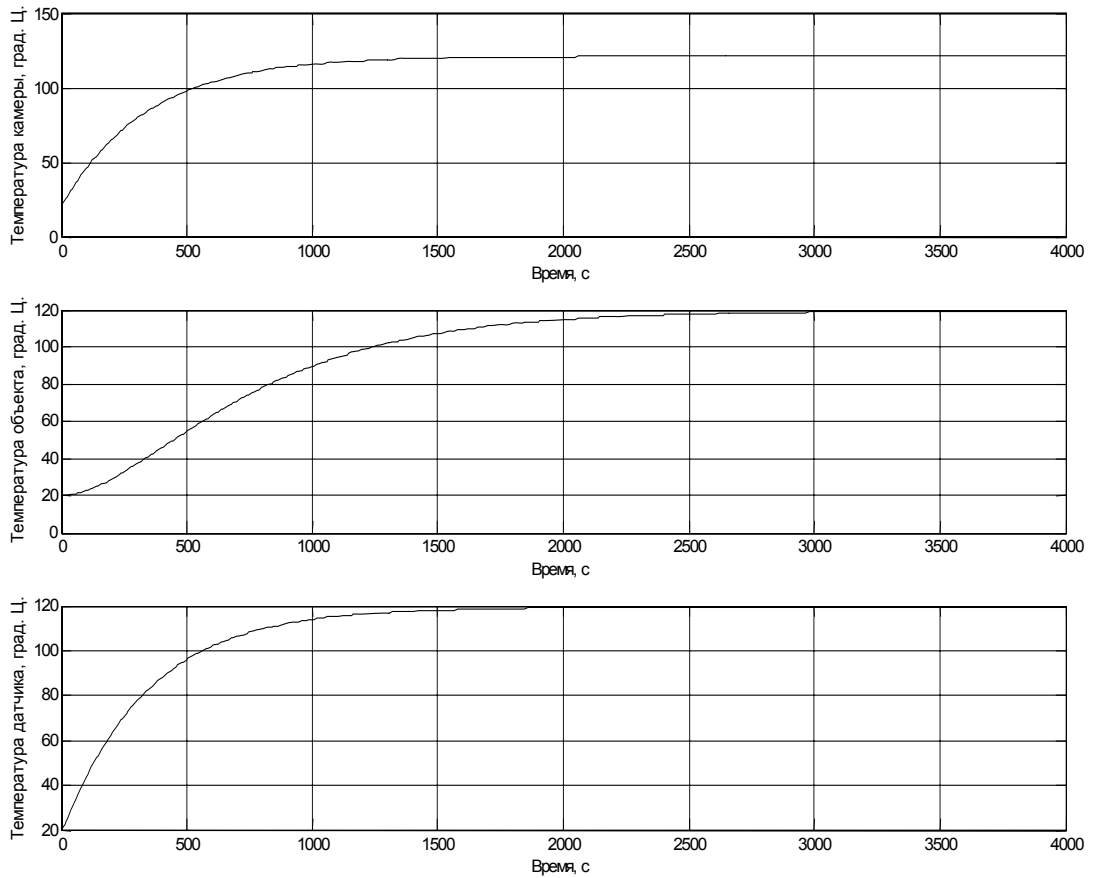


Рисунок 3.3 – Реакция модели на единичный скачок

Графики имеют два участка – вогнутый и выпуклый, свидетельствующие о том, что система апериодическая второго порядка. Также была рассмотрена реакция модели на действие модулированного широтно-импульсного входного напряжения. Эксперименты показывают, что модель имеет сравнительно линейную регулировочную характеристику по скважности. Кроме того, колебание температуры камеры и датчика при  $T_{ршт} = 20$  с не превышают 1–2 градуса, что определяет сравнительно высокую точность процесса управления. Для верификации полученной модели было проведено несколько физических экспериментов на реальной электропечи, результат одного из которых представлен на следующем рисунке.

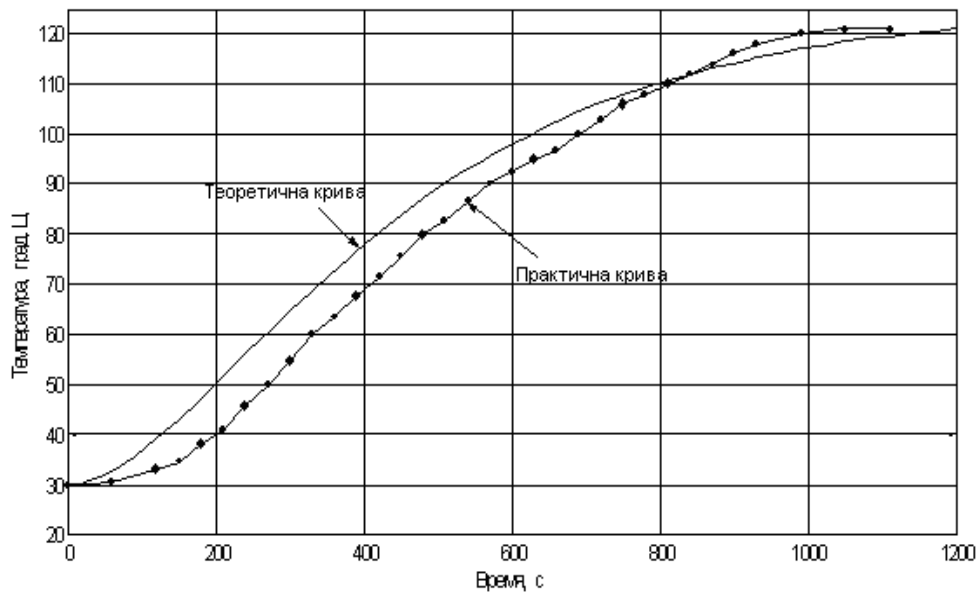


Рисунок 3.4 – Экспериментальное исследование процесса нагрева

Некоторое несоответствие (запаздывание) практических переходных характеристик относительно теоретических вызвано инерционностью реального нагревателя, которая в данной модели не была учтена, а также и другие факторы, такие, как особенности конструкции и непостоянство параметров теплоизоляции. Отсюда следует необходимость добавления к *Simulink*-модели печи звена чистого запаздывания с передаточной функцией вида  $e^{-pt}$ .

Таким образом, при создании *Simulink*-модели электропечи на основе теории теплопроводности была составлена система дифференциальных уравнений. Электропечь представлена трехъемкостной системой, в которой приняты во внимание процессы теплопередачи за счет теплопроводности между тремя средами: камера, объект, датчик. Такая система удовлетворяет требованиям простоты и высокой точности моделирования.

Полученная модель открывает возможности идентификации объекта с дальнейшим выяснением его характеристик и конкретных параметров. Применение модели позволяет существенно сократить время разработки системы управления и исключить материальные потери по сравнению с реальной установкой. Изменение в широких пределах параметров модели позволяет обраба-

тивать разнообразные алгоритмы регулирования.

### 3.2 Оптимальное управление квазирезонансным преобразователем с помощью сигнального процессора

Обеспечение высоких параметров электромеханических и электромехатронных систем, электротехнологических комплексов, электрофизических установок и систем автономного электропитания невозможно без широкого использования систем автоматического управления, содержащих оптимальные цифровые регуляторы [22]. На рисунке 3.5 представлена обобщенная структура такой системы, содержащая устройство задания (УЗ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифровой регулятор (ЦР), силовой преобразователь (СП) и объект управления (ОУ). Регулируемый параметр  $x(t)$  по цепи обратной связи поступает на инвертирующий вход сумматора  $\Sigma$ , что позволяет сформировать сигнал рассогласования.

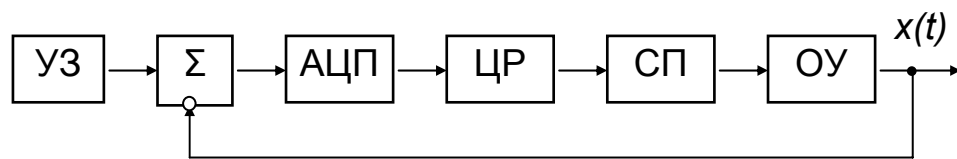


Рисунок 3.5 – Обобщенная структура САУ с цифровым регулятором

В качестве регулирующего органа системы наиболее часто используются широтно-импульсные преобразователи. Однако в некоторых «быстрых» приложениях целесообразно применение квазирезонансного импульсного преобразователя (КРИП), обладающего рядом преимуществ [32]. Так, для системы точного позиционирования очень важным представляется возможность получения в КРИП высоких частот преобразования. Это позволяет существенно улучшить динамические характеристики системы (параметры переходного процесса), повысить качество (точность) регулирования, обеспечить электромагнитную совместимость. Особенно перспективным представляется использование КРИП в системах электропривода с токовым управлением, где предъявляются повы-



шенные требования к качеству переходного процесса тока обмоток.

Рассмотрим особенности работы КРИП в составе системы точного позиционирования, содержащей оптимальный цифровой регулятор.

### 3.2.1 Структура системы точного позиционирования

Структурная схема системы точного позиционирования представлена на рисунке 3.6. В качестве импульсного преобразователя здесь использован реверсивный квазирезонансный преобразователь (РКРП), с помощью которого производится формирование переменного напряжения  $u(t)$  на обмотках линейного двигателя (ЛД), что обеспечивает возвратно-поступательное движение каретки, а также оптимальный процесс установления координаты (без перерегулирования за конечное и минимальное время).

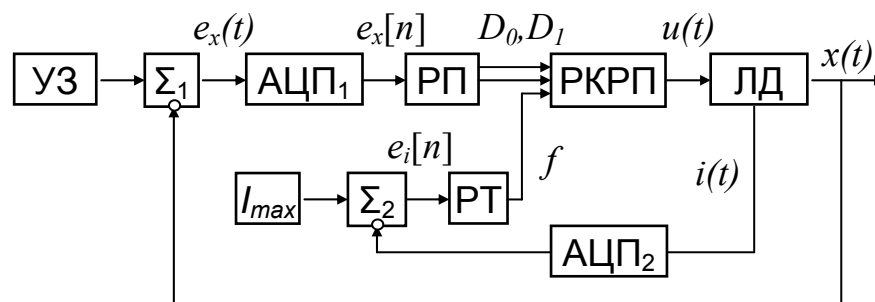


Рисунок 3.6 – Структурная схема системы точного позиционирования

АЦП<sub>1</sub> преобразует сигнал рассогласования по положению  $e_x(t)$  в параллельный двоичный позиционный код ошибки  $e_x[n]$ , который является входным сигналом для регулятора положения (РП). Задача РП состоит в формировании сигналов направления для РКРП  $D_0$ ,  $D_1$ , длительность которых зависит от ошибки положения на нулевом шаге  $e_x[0]$ .

Важнейшей особенностью КРИП, как известно, является управление уровнем выходного напряжения с помощью частоты преобразования. Сигнал задания частоты КРИП  $f$  вырабатывается регулятором тока (РТ), который представляет собой подчиненный контур САУ. Назначение РТ – поддержание тока обмоток ЛД  $i(t)$  на уровне  $I_{max}$ , который соответствует максимально допустимому значению. За счет этого обеспечиваются наилучшие динамические харак-

теристики системы в целом. Входным сигналом для РТ является двоичный позиционный код ошибки по току  $e_i[n]$ , полученный с помощью сумматора путем вычитания из  $I_{max}$ , заданного кодом, сигнала обратной связи по току обмоток ЛД  $i(t)$ , который оцифрован с помощью АЦП<sub>2</sub>.

### 3.2.2 Регулятор положения

В [30] впервые был предложен способ питания линейного двигателя, базирующийся на формировании скачкообразно-линейных импульсов напряжения (СЛИ). Там же приведен алгоритм расчета шага регулирования  $h$ , который с учетом вышесказанного можно представить в следующем виде:

$$h = \sqrt{\frac{m e_x [0]}{I_{max} k}}, \quad (3.7)$$

где  $m$  – масса подвижной части ЛД;

$k$  – коэффициент силы ЛД.

Использование (3.7) позволяет построить квазиоптимальную по быстродействию систему позиционирования, время установления в которой приближается к предельно малому значению, характерному для системы с импульсной модуляцией (ВИМ). В то же время, данный алгоритм легко реализуем на современных МК, являющихся типичной элементной базой систем управления. В отличие от (3.7), в системе с ВИМ при вычислении требуемой длительности шага регулирования  $h$  необходимо решать трансцендентное уравнение, что ставит под сомнение возможность практической реализации.

Функциональная схема РП для моделирования в пакете *MATLAB* представлена на рисунке 3.7. Входная ошибка по положению  $err_x$  подается на устройства вычисления модуля *Abs* и определения знака *LB2*. Если модуль ошибки по положению не превышает зоны нечувствительности системы  $e_{min}$ , вырабатывается сигнал блокировки  $\sim block$ , устанавливающий выходные сигналы РП в нулевое состояние и, таким образом, отключающий КРИП. Устройства вычисления длительности шагов регулирования *Выч.h0* и *Выч.h1* работают в соответствии с алгоритмом (3.7). Рассчитанные значения шагов сравниваются с

линейно нарастающим сигналом с выхода генератора Ramp с помощью узлов сравнения LB3 и LB4. В результате формируются логические сигналы h0 и h1, задающие длительность прямого и обратного протекания тока ЛД. Работу логического блока LB5 можно представить с помощью таблицы 3.1.

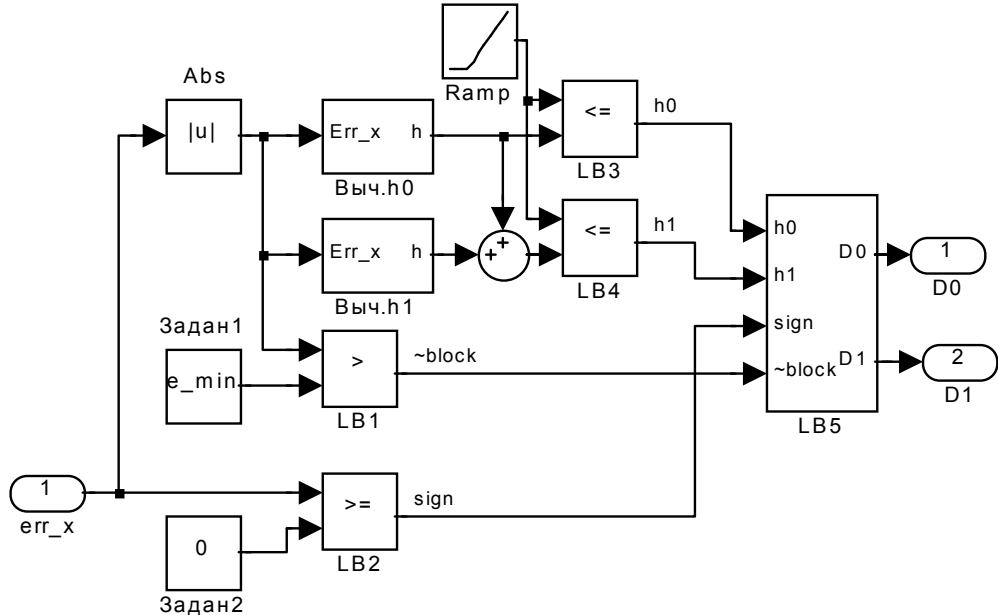


Рисунок 3.7 – Функциональная схема регулятора положения

Таблица 3.1 – Алгоритм работы логического блока LB5

$\sim$ block	sign	h0	h1	D0	D1
0	x	x	x	0	0
1	1	1	x	1	0
1	1	0	1	0	1
1	0	1	x	0	1
1	0	0	1	1	0

x – безразличное состояние.

Сигнал D0 разблокирует работу первой диагонали КРИП, а сигнал D1 – второй. Таким образом, обеспечиваются условия для протекания тока обмоток ЛД либо в прямом, либо в обратном направлении. Прямое протекание обеспечивает разгон и позиционирование каретки «вперед», а обратное – динамиче-

ское торможение. При необходимости позиционирования «назад» сигнал sign обеспечивает инверсию сигналов D0 и D1.

### 3.2.3 Реверсивная топология с регулятором тока

Функциональная схема реверсивного квазирезонансного преобразователя представлена на рисунке 3.8.

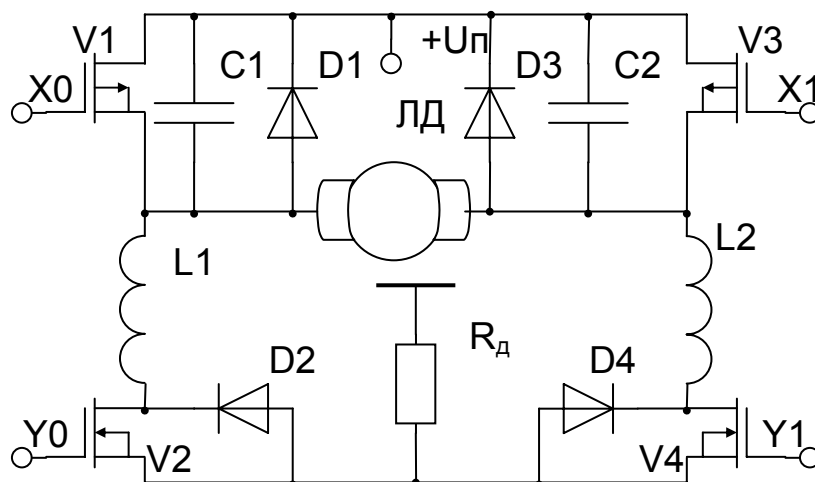


Рисунок 3.8 – Реверсивный квазирезонансный преобразователь

Устройство содержит два ключа направления V1 и V3, которые разблокируют требуемую диагональ РКРП по сигналам D0 и D1 с выхода регулятора положения, подаваемым на управляющие входы X0, X1, соответственно. Линейный двигатель (ЛД) подключен к нижним (по схеме) выводам ключей направления. Квазирезонансный ключ первой диагонали КРИП собран на элементах V2, L1, C1, D2, а второй диагонали – на элементах V4, L2, C2, D4. Резонансная частота РКРП определяется следующим соотношением:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L1C1}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L2C2}}. \quad (3.8)$$

Диоды D2 и D4 обеспечивают двухтактный режим работы квазирезонансных ключей. Резистор R<sub>дт</sub> служит датчиком сигнала обратной связи по току ЛД. Управление квазирезонансными ключами производится сигналами с выхода регулятора тока. В соответствии с моделью ЛД [4] изображение тока обмоток можно представить в виде следующей функции от напряжения:

$$I(p) = \frac{T_m p}{T_e T_m p^2 + T_m p + 1} \cdot \frac{U(p)}{R}, \quad (3.9)$$

где  $T_e$  – электрическая постоянная времени ЛД;

$T_m$  – электромеханическая постоянная.

Переходный процесс, построенный по (3.9) для  $T_e = 0,4$  мс;  $T_m = 51,65$  мс, представлен на рисунке 3.9.

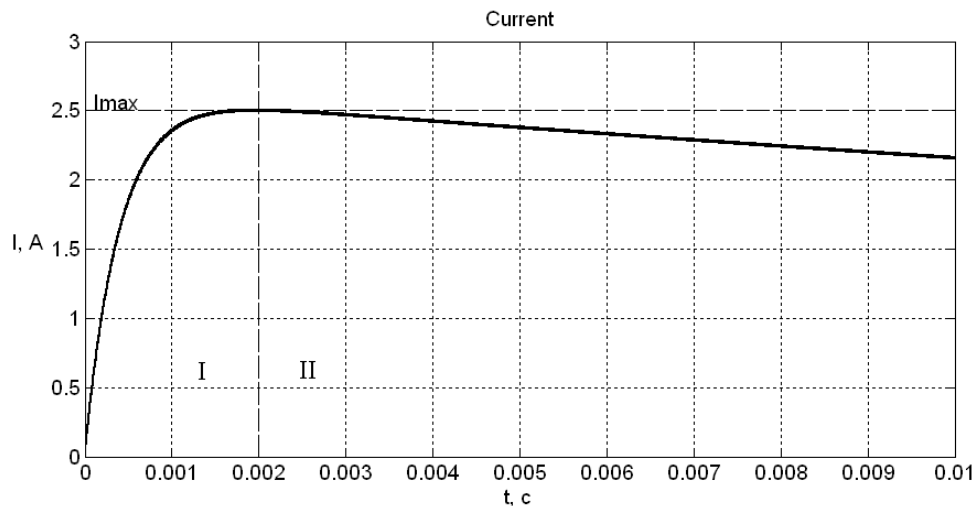


Рисунок 3.9 – Переходный процесс тока обмоток ЛД

Наращение тока обмоток происходит по аperiodическому закону. После достижения величины  $I_{max}$  ток начинает спадать под действием противоЭДС двигателя. Реализация алгоритма (3.7) исходит из того, что форма тока обмоток приближена к прямоугольной. Отсюда следуют задачи, стоящие перед регулятором тока:

- 1) форсирование скорости нарастания тока ЛД на интервале I (рисунок 3.9);
- 2) удержание тока на уровне  $I_{max}$  на участке II.

Скорость нарастания тока ограничена электрической постоянной времени ЛД. Время достижения  $I_{max}$  можно сократить только за счет повышения уровня питания КРИП  $U_{II}$  (рисунок 3.8). Дальнейшее возрастание рабочего напряжения ЛД, например, по линейному закону [46] позволит скомпенсировать спад тока на втором участке.

Упрощенная функциональная схема регулятора тока представлена на рисунке 3.10. Устройство содержит умножитель (X), генератор линейно нарастающего кода (ГЛНК), сумматор ( $\Sigma$ ), ограничитель частоты (ОЧ) и преобразователь кода в частоту (ПКЧ).

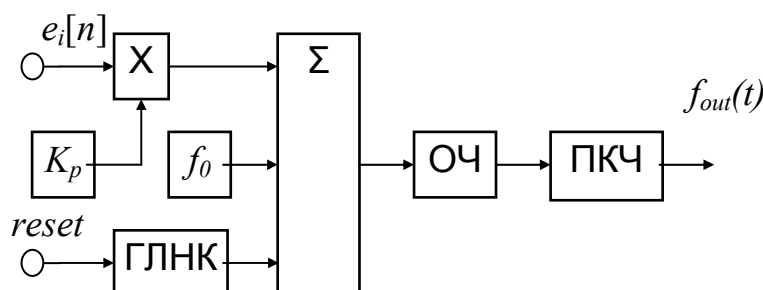


Рисунок 3.10 – Функциональная схема регулятора тока

С помощью умножителя формируется пропорциональная составляющая сигнала управления частотой КРИП путем умножения кода ошибки по току  $e_i[n]$  на соответствующий коэффициент  $K_p$ . Вход *reset* ГЛНК необходим для сброса нарастающего кода в нуль по фронту управляющих сигналов D0, D1. В сумматоре к коду, соответствующему номинальной частоте работы КРИП  $f_0$ , добавляется линейно-нарастающий код, а также – пропорциональная составляющая. В результате формируется код текущей частоты преобразования КРИП, который подвергается двустороннему ограничению, что гарантирует работу преобразователя в допустимых режимах. На выходе ПКЧ получаем сигнал  $f_{out}$  с постоянной длительностью импульса и частотой, соответствующей сформированному из токовой ошибки коду. Сигнал  $f_{out}$  управляет частотой переключения квазирезонансных ключей.

На рисунке 3.11 (кривая 2) приведен результат моделирования пропорционального регулятора тока при отработке команды от регулятора положения на позиционирование «вперед». При расчете использовались параметры двигателя из [46], а  $I_{max}=2,5$  А;  $f_p=300$  кГц. Шаг квантования составляет 50 мкс, коэффициент усиления П-регулятора равен 341. Переходной процесс имеет более крутой фронт, чем на рисунке 3.9, однако появляется незначительное перерегулирование, а также присутствует спад тока на втором участке. Отклонение тока

от требуемого значения в режиме перемещения каретки не превышает  $0,1 \text{ A}/2,5 \text{ A} = 4 \%$ , а скорость изменения ошибки составляет не более  $4 \%/90 \text{ мс} = 0,044 \%/с$ .

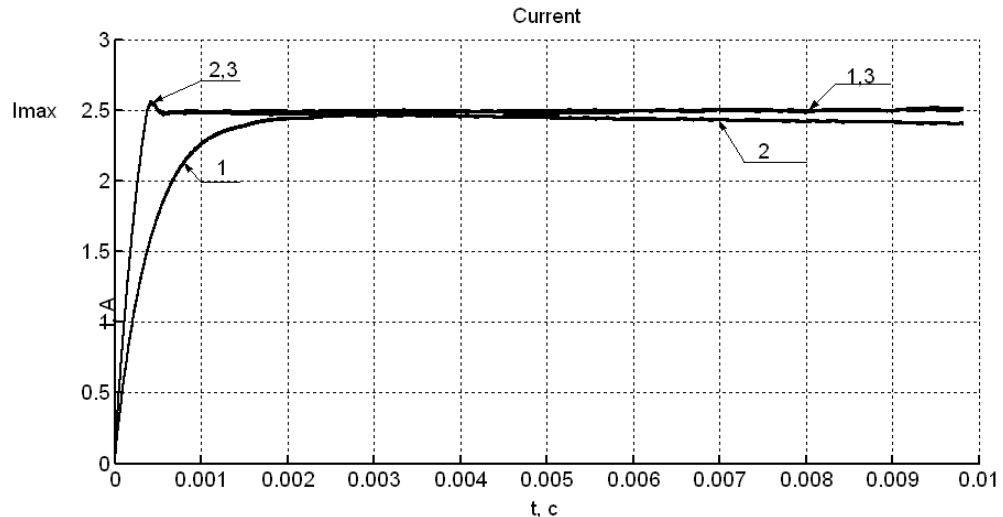


Рисунок 3.11 – Реакция пропорционального регулятора тока на команду от регулятора положения

Кривая 1 на рисунке 3.11 иллюстрирует работу формирователя тока с генератором линейно нарастающего кода, но без пропорциональной составляющей ( $K_p = 0$ ), т.е. – разомкнутый режим контура тока. В этом режиме наблюдается хорошее выравнивание тока на участке II, отсутствует перерегулирование, однако переходный процесс сильно затянут.

На рисунке 3.11 (кривая 3) приведена временная диаграмма переходного процесса тока обмоток ЛД при работе всех устройств, входящих в структуру рисунке 3.10. Фронт тока в данном случае имеет такую же крутизну, как и при работе с П-регулятором, неравномерность тока на втором участке аналогична регулятору с линейно нарастающим кодом, однако сохраняется небольшое перерегулирование. Дальнейшее улучшение качества переходного процесса возможно за счет использования более сложных структур регуляторов тока.

### 3.2.4 Техническая реализация регулятора

Модель реального объекта регулирования и КРИП в пространстве состояний [21] позволяет получить передаточную функцию оптимального цифро-

вого регулятора положения. Классическая реализация такого регулятора на цифровых микросхемах не удовлетворяет ряду требований. В качестве элементной базы практической системы управления выбран сигнальный микропроцессор. Алгоритм позиционирования с расчетом шага регулирования реализован программно в соответствии с (3.7). Токковый регулятор также программно реализует структуру (рисунок 3.10).

Временные диаграммы, описывающие процесс позиционирования каретки ЛД на координату  $X_{зад}=5$  мм, приведены на рисунке 3.12.

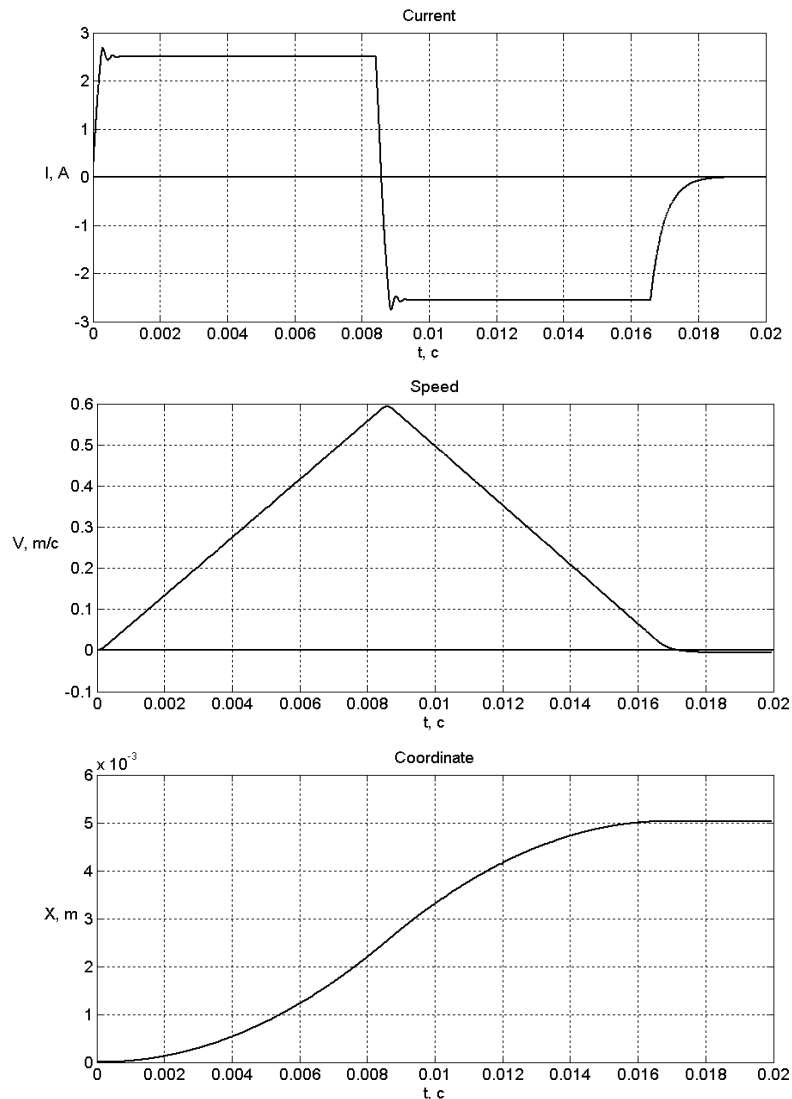


Рисунок 3.12 – Временные диаграммы процесса позиционирования

Процесс позиционирования состоит из этапов разгона и торможения. В соответствии с алгоритмом токового управления время разгона равняется времени торможения. На этапе разгона ток обмоток ЛД поддерживается на уровне



$I_{max}$ , а скорость движения нарастает по линейному закону (равноускоренное движение). При этом координата изменяется от начального (условно – нулевого значения) до  $X_{зад}/2$ . На начальном участке разгона (300...600 мкс) наблюдается нелинейность нарастания скорости, что связано с немгновенным выходом тока на заданный уровень  $I_{max}$ . Этап торможения начинается с момента, когда координата превысит  $X_{зад}/2$ . Ток поддерживается на уровне  $I_{max}$ , а скорость спадает по линейному закону до нуля. При этом ускорение по модулю равно ускорению на участке разгона. В момент достижения нулевой скорости координата устанавливается на уровне  $X_{зад}$ , что свидетельствует о завершении процесса позиционирования. Как видно из рисунка 3.12, в реальной системе после завершения позиционирования каретка сохраняет незначительную остаточную скорость (около  $-5,5 \cdot 10^{-3}$  м/с), а значение координаты немного (примерно на 30 мкм) превышает  $X_{зад}$ . Остаточная скорость вызвана затягиванием фронта тока при выключении РКРП. Превышение заданного значения координаты обусловлено ошибкой стабилизации тока позиционирования. Для снижения перерегулирования по скорости необходимо при выключении РКРП обеспечить перепад напряжения  $2E_n$ , что вызовет форсированный спад тока. Перерегулирование по координате устраняется более качественной стабилизацией тока.

Экспериментально произведен анализ возможности реализации времяимпульсной модуляции выходного напряжения преобразователя с учетом минимизации затрат времени и перерегулирования по току. Рассмотрено оптимальное токовое управление с применением комбинированной модуляции выходного напряжения на каждом шаге дискретизации.

### 3.3 Понятие квазиоптимальности

Постановка задачи построения оптимального регулятора в рафинированной математической форме не в полной мере отражает ситуацию, с которой приходится сталкиваться при проектировании реальных промышленных систем. Как правило, точная математическая модель управляемого процесса конструктору неизвестна, условия функционирования могут изменяться, в каналах

измерения фазовых координат действуют помехи, стохастическая природа которых не определена [67]. Кроме того, существует ряд ограничений на переменные состояния процесса, которые сами могут изменяться, например – зависеть от начальных условий.

В абсолютном большинстве практических случаев звеном связи между регулятором («интеллектуальной» частью системы) и процессом («энергопотребителем») является электрический преобразователь, главным образом – импульсного типа. Такие его особенности, как нелинейность модуляционной или регулировочной характеристики, а также собственные динамические свойства существенно сказываются на времени установления, ошибке в установившемся режиме и др. характеристиках системы.

Теория построения оптимальных цифровых регуляторов опирается на представлении реальных объектов управления их линейными математическими моделями с весьма сходной динамикой. Коэффициенты регулятора при этом, как правило, определяются параметрами модели, с одной стороны, а также характеристиками управляющего воздействия – с другой. Максимально точное и объективное выполнение процедуры *выбора модели* и оценки ее параметров возможно с помощью *автоматической параметрической идентификации* объекта управления, реализуемой за счет резидентных аппаратных и программных средств самого регулятора [16, 20].

Искомые параметры модели объекта традиционно получают на основании данных теоретических исследований, а также экспериментов в лабораторных условиях. Такой подход, допустим только в том случае, когда разрабатывается система управления для наперед заданного объекта управления. Условия серийного производства промышленных регуляторов для широкого применения диктуют необходимость разработки алгоритмов оценивания типа модели объекта управления, а также ее параметров (т.е. идентификацию процесса) в системе, которая уже полностью смонтирована на производстве.

Кроме того, в процессе эксплуатации параметры реального объекта управления могут варьировать существенным образом, как за счет относитель-

но медленных факторов естественного износа и старения, так и вследствие определенных особенностей технологического процесса и, разумеется, разнообразных возмущающих факторов. Это обуславливает необходимость дополнительной оценки параметров модели и коэффициентов регулирования и их корректировки в реальных эксплуатационных режимах объекта управления, что является задачей *адаптации* регулятора.

Факторы, которые невозможно полностью или частично учесть на стадии проектирования регулятора (погрешности формирования управляющих воздействий и измерений, параметры высокого порядка, нелинейность объекта управления) могут быть скомпенсированы благодаря использованию принципа итераций, в соответствии с которым система управления реализует свою функцию путем нескольких приближений. Кроме того, должна быть учтена специфика импульсного преобразователя, в частности – используемых видов модуляции.

И, наконец, решение центральной проблемы ТАУ – точности регулирования – на практике приводит к построению иерархической системы управления. Такая система состоит из некоторого количества локальных подсистем, причем каждая из этих подсистем решает задачу стабилизации требуемого производственного параметра в своем диапазоне ошибок.

В итоге построение оптимальных систем автоматического управления перечисленными, а также многими другими процессами в реальном времени на практике, где дополнительные ограничения накладывают вычислительные ресурсы существующей элементной базы промышленных систем управления – встраиваемые микроконтроллеры, – оказывается невозможным. Поэтому в этих случаях изначально имеет смысл ставить вопрос о разработке квазиоптимальных систем, т.е. – близких к оптимальным; таких, которые могут использоваться в качестве оптимальных в практических целях [69]. Единого стандарта в определении квазиоптимальности не существует, причем в каждом конкретном случае может быть предложен оригинальный подход, основанный на специфических для данного применения критериях. В нашем случае под квазиоптимальный будем понимать систему, характер переходного процесса и динамиче-

ская ошибка которой по отношению к идеализированной оптимальной системе не превышает заданной величины в условиях изменяющихся по неизвестному на стадии проектирования закону ограничений на управление.

Решению ряда проблем эффективного управления импульсным преобразователем в составе промышленной системы автоматического управления посвящены работы ряда ученых [44, 71 и ряд др.]. Однако в известных исследованиях в комплексе не решены такие научно-технические задачи, как получение оптимального по быстродействию и без перерегулирования переходного процесса при работе на нагрузку с неопределенными на стадии проектирования параметрами, а также инвариантность системы одновременно и к заданию, и к возмущению по выходному параметру [15].

Таким образом, актуальным является построение универсальных с точки зрения применения встраиваемых самонастраивающихся регуляторов, управляющих ключами импульсного преобразователя таким образом, что получаемая в результате система оказывается близкой к оптимальной по быстродействию независимо от характера и параметров управляемого процесса и возмущений.

Суть нерешенной научно-технической проблемы заключается в создании квазиоптимальных систем реального времени на базе встраиваемых микроконтроллеров, в основе работы которых лежит идентификация подсистемы импульсный преобразователь – не определенная (в том числе – нелинейная) нагрузка, работающей в условиях изменяющихся ограничений на уровни воздействия и при наличии возмущений.

Решение актуальной задачи построения универсальных с точки зрения применения самонастраивающихся регуляторов может быть получено путем разработки структур и алгоритмов адаптивного квазиоптимального регулирования, в которых импульсный преобразователь в связке с объектом управления является предметом идентификации, а полученная опорная модель реализуется программно-аппаратными средствами встраиваемого микроконтроллера и используется в контуре промышленной системы автоматического управления.

Для реального объекта управления, рассмотренного в качестве примера в

(1.15) [14], существует особенность, заключающаяся в том, что на выходе присутствует возмущение в виде параметра окружающей среды  $y_o$  (например, температуры), который должен быть скомпенсирован регулятором в соответствии с предлагаемым алгоритмом:

$$\left. \begin{aligned} u_n &= K_2 Err[n] = \frac{1}{\rho} Err[n]; \\ u_0 &= K_0 Err[0] + u_n; \\ u_1 &= K_1 Err[0] + u_n; \\ u_{n+} &= K_2 Err[0] + u_n, \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

где  $Err[n] = y[0] - y_o$  – рассогласование параметров в момент изменения задания;

$y[0]$  – исходное состояние объекта;

$\rho$  – коэффициент передаточной функции объекта управления;

$K_0, K_1, K_n$  – коэффициенты оптимального цифрового регулятора;

$u_0, u_1$  – управляющие воздействия на входе объекта управления;

$u_{n+}$  – управляющее воздействие на объект в установившемся режиме.

Для наглядности представления результатов работы различных цифровых регуляторов использовано устройство с параметрами, определенными путем идентификации:

$$\rho = 4,66 \%B; \tau = 3,15 \text{ с}; T_1 = 16 \text{ с}; T_2 = 252 \text{ с}. \quad (3.11)$$

В результате настройки получены следующие коэффициенты ПИД-регулятора:

$$K_p = 1,5; K_i = 0,0055; K_d = 8,4; N = 1. \quad (3.12)$$

Использован, в частности, *PID Tuner* из пакета *Simulink® Control Design Software™*.

Предложенный модифицированный алгоритм оптимального регулирования, в отличие от известного, без численного решения трансцендентного уравнения, позволяет поставить время регулирования в зависимость от величины начального рассогласования и, тем самым, повысить быстродействие системы

при обработке малых заданий (например, – при слежении за параметром).

На рисунке 3.13 представлена схема моделирования системы с двумя типами регуляторов (взятого в качестве эталона цифрового ПИД-регулятора, а также – оптимального для конкретного объекта (1.15)). Кроме того, в качестве интерфейса с объектом возможно использование, как линейного усилителя (идеал), так и различных типов импульсных преобразователей.

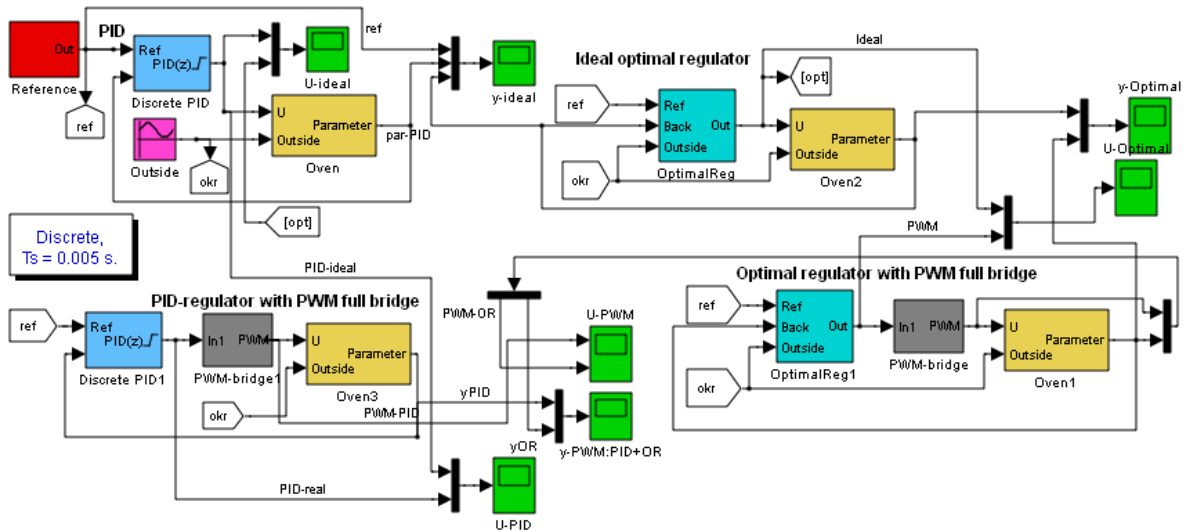


Рисунок 3.13 – Схема моделирования системы с двумя типами регуляторов

Модель позволяет симулировать подачу ступенчатых задающих воздействий требуемой амплитуды и полярности в специфицированные моменты времени (блок *Reference*). Блок *Outside* обеспечивает имитацию дестабилизирующих факторов (например – температуры окружающей среды).

Структура модели оптимального цифрового регулятора показана на рисунке 3.14. Детектор изменения *Edge Detector* при наличии скачкообразного задания на входе *Ref* формирует сигнал, по которому происходит защелка текущих уровней всех трех входных сигналов регулятора: собственно задания, регулируемого параметра *Back* (обратная связь), а также *Outside* (возмущение). Опираясь на эти сигналы, вычислительный блок *Calculus* реализует алгоритм (3.10). Блок таймера обеспечивает выдержку требуемых временных интервалов регулятора.

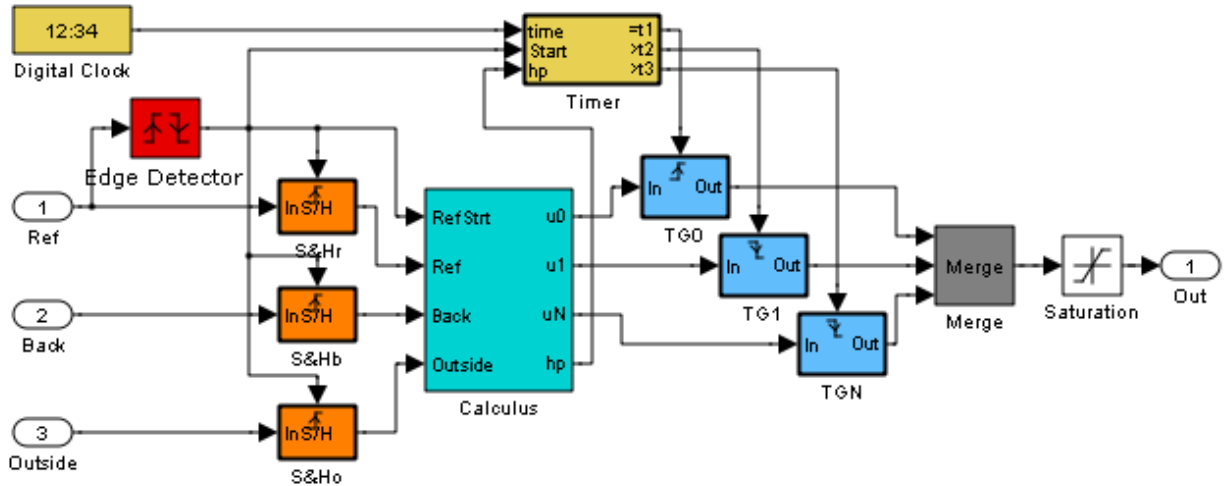


Рисунок 3.14 – Схема реализации оптимального цифрового регулятора

На рисунке 3.15 показан принцип работы вычислительного блока. В момент времени, совпадающий с изменением задающего параметра, реализуется итерационный алгоритм (*While Iterator +/-*), рассчитывающий длительность шага регулирования и уровни управляющих воздействий.

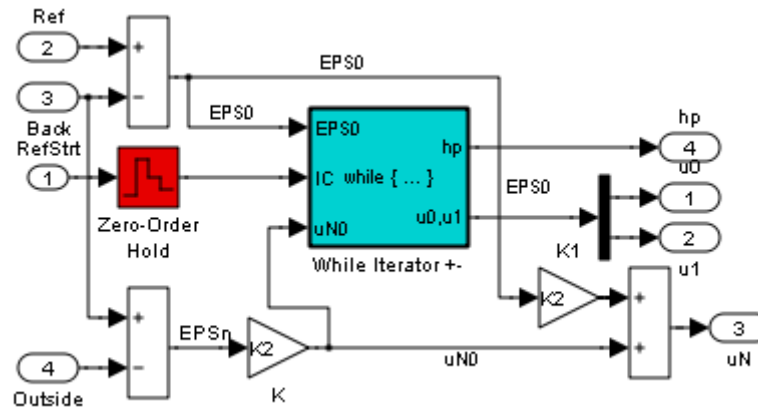


Рисунок 3.15 – Принцип работы вычислительного блока

Предположим, что на входное воздействие на ОУ существует следующее ограничение (независимо от типа регулятора):

$$E_{min} \leq u_i \leq E_{max}. \quad (3.13)$$

Тогда итерационный алгоритм для задания шага регулирования и последующего вычисления  $u_0$  и  $u_1$  по (3.10) может быть реализован в соответствии с

рисунком 3.16.

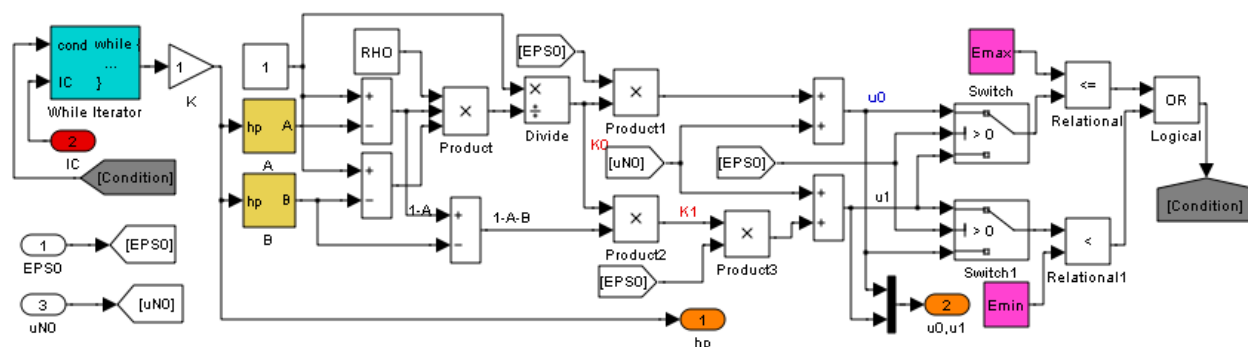


Рисунок 3.16 – Итерационный алгоритм для задания шага регулирования

Результаты моделирования переходного процесса в системе при ступенчатых задающих воздействиях показаны на рисунке 3.17. Здесь  $E_{min} = -220 \text{ В}$  и  $E_{max} = +220 \text{ В}$ .

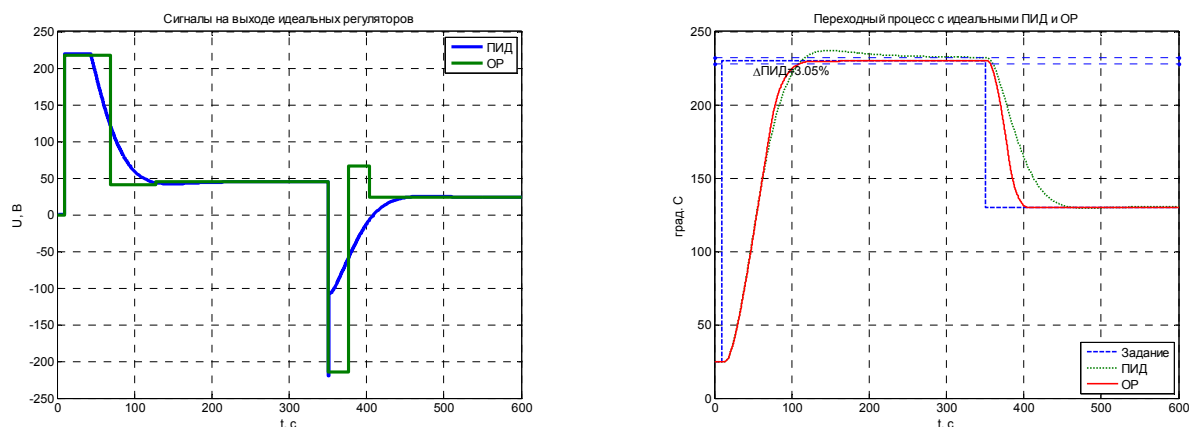


Рисунок 3.17 – Переходный процесс при ступенчатых задающих воздействиях

Данный идеализированный случай позволяет наглядно выявить некоторые основные особенности поведения системы с двумя типами регуляторов.

1) В системе с ПИД-регулятором попытка ускорить нарастание выходного параметра во всем диапазоне задающих воздействий неизбежно сопровождается перерегулированием, что само по себе нежелательно при реализации ряда производственных процессов. К тому же это приводит к увеличению интервала установления. Оптимальный регулятор обеспечивает конечное и минимальное время установления без перерегулирования за количество шагов регулирования, определяемое порядком объекта.



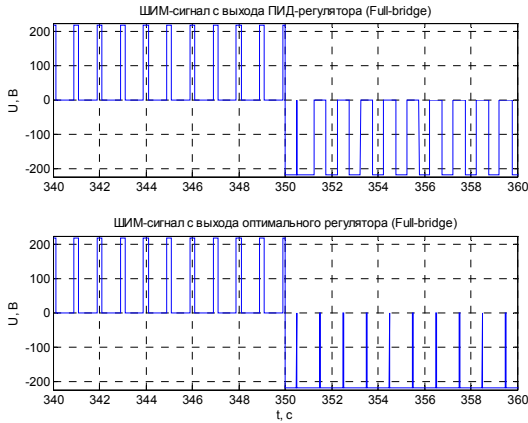
2) Столь высокое качество переходного процесса в системе с оптимальным цифровым регулятором достигается автоматически – путем расчета параметров, исходя из свойств ОУ, без субъективных итерационных процедур подбора, которые приходится применять при настройке ПИД.

Предложенный модифицированный алгоритм оптимального регулирования, в отличие от известного, без численного решения трансцендентного уравнения, позволяет поставить время регулирования в зависимость от величины начального рассогласования и, тем самым, повысить быстродействие системы при отработке малых заданий (например, – при слежении за параметром).

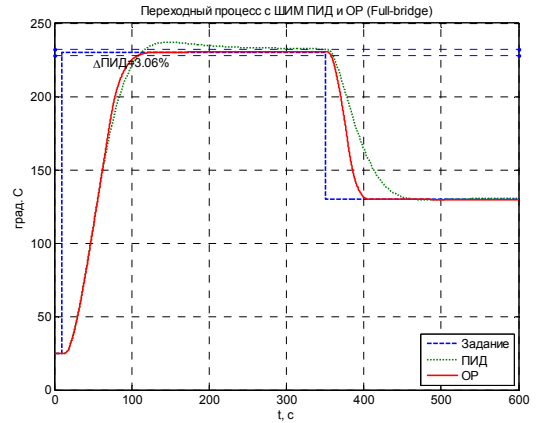
При использовании оптимального цифрового регулятора существует резерв повышения быстродействия системы. Этот резерв может быть реализован в случае применения алгоритма с переменной длительностью шага регулирования и выдачей на ОР максимального воздействия на каждом шаге.

Очевидно, что формирование кусочно-ступенчатой огибающей (оптимальный регулятор) с помощью импульсного преобразователя проще, чем отслеживание плавно изменяющихся уровней (ПИД). Дело в том, что изменение скважности резидентных ШИМ современных микроконтроллеров производится посредством записи в конкретные регистры специальных функций соответствующих слов, что занимает определенное машинное время центрального процессора. С этой точки зрения кусочно-ступенчатый сигнал с выхода ОЦР удобнее. В начале этапа регулирования становится известной длительность шагов, и программирование ШИМ можно производить по прерываниям от таймера.

В следующем эксперименте к выходу идеального ОЦР подключен ШИМ. Модуляция происходит по линейному закону, а выработанные модулятором сигналы с частотой ШИМ подаются на затворы МОП-транзисторов однофазного мостового инвертора напряжения. Модулированное по ширине импульса напряжение с выхода импульсного преобразователя, (рисунок 3.18, а), далее подается на объект управления, включенный в диагональ моста.



а)

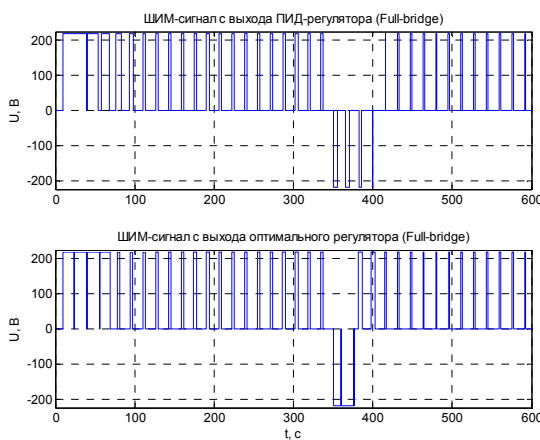


б)

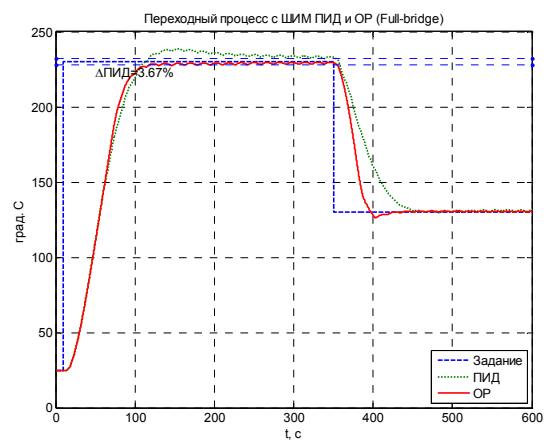
Рисунок 3.18 – ШИМ-модуляция по линейному закону

Период ШИМ выбран равным  $1/16$  длительности наименьшей из постоянных времени ОУ. Такую же величину составляет дискретность изменения шага регулирования при его итерационном вычислении. Переходный процесс в системах как с ПИД, так и с оптимальным цифровым регулятором и ШИМ по линейному закону в мостовом инверторе на базе МОП-транзисторов, при отработке идентичного рисунку 3.17 задания, показан на рисунке 3.18 (б).

Переходный процесс в системах как с ПИД, так и с оптимальным цифровым регулятором и ШИМ по линейному закону в мостовом инверторе на базе МОП-транзисторов при периоде ШИМ, равном длительности наименьшей из постоянных времени ОУ, показан на рисунке 3.19.



а)



б)

Рисунок 3.19 – ШИМ с периодом в одну постоянную времени

Напрашивается очевидный вывод о том, что влияние периода ШИМ на поведение объекта, обладающего динамическими свойствами, несущественно. Характер процесса остается неизменным, лишь возрастают пульсации параметра в установившемся режиме. Это подтверждает возможность использования ШИМ для квазиоптимального управления производственными процессами.

Структура модели системы слежения представлена на рисунке 3.20, а ее реакция на возмущение вида  $\theta_{окр}=20+10\sin(2\pi/500+2\pi/3)$  – на рисунке 3.21.

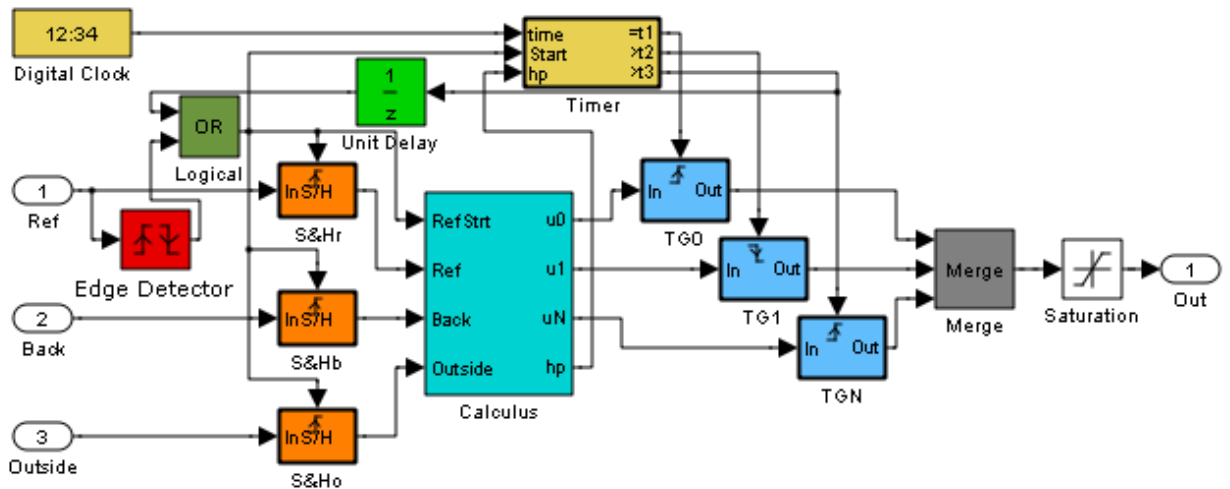
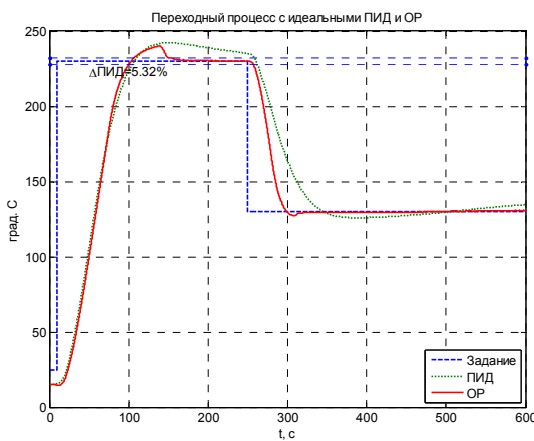
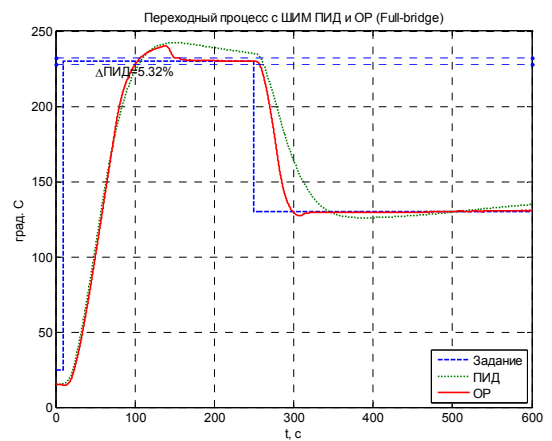


Рисунок 3.20 – Система слежения



а)



б)

Рисунок 3.21 – Реакция системы слежения на возмущение

Таким образом, предложенный модифицированный алгоритм оптималь-

ного регулирования, в отличие от известного, без численного решения трансцендентного уравнения, позволяет поставить время регулирования в зависимость от величины начального рассогласования и, тем самым, повысить быстродействие системы при обработке малых заданий (например, – при слежении за параметром). Данный алгоритм может быть реализован резидентными программно-аппаратными средствами встраиваемых МК. Кроме того, Установлено, что период ШИМ влияет на характер процесса незначительно. При снижении частоты ШИМ возрастают пульсации параметра в установившемся режиме.

Однако на пути реализации положительных свойств оптимального цифрового регулятора стоит ряд проблем, требующих своего решения.

1. Выяснение критического соотношения постоянных времени ОУ и периода ШИМ, при котором еще может быть обеспечено требуемое качество переходного процесса. Здесь также представляет интерес анализ потерь в ключах импульсного преобразователя.

2. Определение допустимого диапазона заданий на регулирование в условиях ограничений и влияние на него, как длительности шага регулирования, так и параметров силовых вентилях импульсного преобразователя.

3. Исследование поведения различных типов импульсных преобразователей, в том числе – реверсивных, квазирезонансных, компенсаторов мощности и пр. при работе на виды нагрузок, наиболее характерных для обозначенной области использования. Это – динамические объекты, модели которых содержат интеграторы, управляемые источники напряжений, а также нелинейности.

4. Оценка параметров различных ОУ (идентификация), позволяющая реализовать алгоритмы автоматической настройки регулятора в условиях возмущения по нагрузке, повысить робастность системы и создать предпосылки универсальности применения.

5. Разработка алгоритмов квазиоптимального управления импульсным преобразователем при работе его на нелинейную нагрузку, что характерно для реальных ОУ.

6. Минимизация длительности переходного процесса во всем диапазоне

регулирования за счет алгоритма с переменным шагом регулирования, в течение которого силовой вентиль полностью открыт. Фактически, в этом случае применяется времяимпульсная модуляция выходного напряжения преобразователя. Главная трудность здесь – это чрезмерные вычислительные затраты, необходимые для решения трансцендентного уравнения относительно искомой длительности шага регулирования. Одним из возможных способов решения могло бы стать использование универсальных аппроксиматоров на основе искусственных нейронных сетей.

7. Анализ влияния специфических цифровых эффектов, таких, как дискретизация, квантование.

### 3.4 Иерархический принцип построения структуры

Иерархическая система управления в составе промышленного регулятора может быть построена по итерационному принципу и состоять из двух подсистем [15]:

1) Система автоматического позиционирования (САП), основная задача которой – обработка заданного значения регулируемого параметра, а также грубых возмущений за минимальное время и без перерегулирования.

2) Система автоматического слежения (САС), предназначенная для удержания ошибки обработки заданного уровня параметра в пределах допуска при относительно медленных дестабилизирующих воздействиях (дрейф температуры окружающей среды изменение параметров объекта регулирования, старение элементов и т.п.).

Каждая из подсистем работает по своему собственному алгоритму, а переключение между подсистемами производится в соответствии с их зонами функционирования (рисунок 3.22).

На рисунке 3.22 обозначено:

$\varepsilon[n] = \theta z - \theta[n]$  – рассогласование по регулируемому параметру между заданным ( $\theta_0$ ) и текущим ( $\theta[n]$ ) значением;

$\Delta\varepsilon[n] = \varepsilon[n] - \varepsilon[n-1]$  – первая разность ошибки рассогласования.

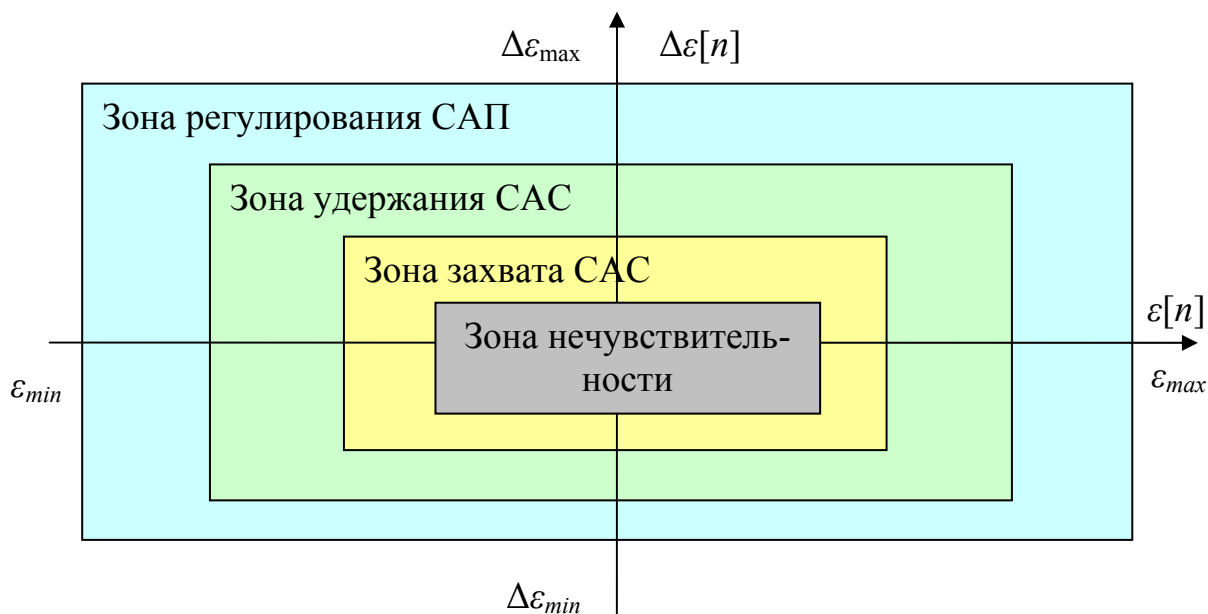


Рисунок 3.22 – Зоны регулирования систем автоматического позиционирования и слежения

Обеспечение устойчивости системы на практике выливается также в необходимость задания зоны нечувствительности (ЗН).

Конкретные значения  $\varepsilon_{\max}$ ,  $\varepsilon_{\min}$ ,  $\Delta\varepsilon_{\max}$ ,  $\Delta\varepsilon_{\min}$  для всех зон и алгоритм их задания могут быть определены по результатам теоретических и экспериментальных исследований.

Предложенный иерархический подход позволяет получить наиболее востребованный на практике компромисс между динамикой в переходных режимах и точностью в установившемся режиме.

Проблема повышения точности регулирования является центральной в теории автоматического управления [90]. Ограничение возможности повышения точности в одноканальных системах обуславливает целесообразность применения многоканальных систем, работающих по принципу грубого и точного управления [64]. Такие системы используются в тяжелых металлорежущих станках с ЧПУ, при управлении манипуляторами промышленных роботов, в прокатных станах, в космической и авиационной технике, в следящих приводах и измерительных системах. Область применения этих систем постоянно расширяется в связи с неуклонным повышением требований к точности управления.

Из многоканальных систем выделяют итерационные системы, исследование и синтез которых выполнены в работах [80, 88]. В итерационных системах процесс воспроизведения задающего воздействия осуществляется последовательными приближениями (итерациями), реализуемыми с помощью соответствующих каналов таким образом, что каждый последующий канал компенсирует ошибки предшествующих приближений.

В [64] рассмотрены вопросы микропроцессорного управления более широким классом многоканальных систем, работающих по принципу грубого и точного управления, близких по своим динамическим характеристикам к итерационным, в которых потенциально может быть достигнута высокая точность управления. В этих системах наиболее полно используются усилительные и интегрирующие звенья отдельных каналов для получения высокой точности, так как эквивалентный коэффициент усиления многоканальной системы равен произведению коэффициентов усиления, а порядок астатизма – сумме порядков астатизма отдельных каналов. Однако автономность многоканальной системы по устойчивости при устойчивых отдельных каналах не обеспечивается.

В настоящее время активно развиваются многоуровневые иерархические системы управления со сложной архитектурой и широким использованием принципов агрегирования и декомпозиции информации. На нижнем уровне решаются задачи оперативного управления в быстром темпе, обусловленные работой объекта управления, а на верхних уровнях вырабатывается общая стратегия управления, причем темп принятия решений на этих уровнях существенно меньший, а решаемые задачи – более сложные. В современных системах управления количество уровней иерархии может достигать пяти – семи [64].

Микропроцессорная техника в иерархических системах управления используется как на верхних уровнях иерархии для выработки стратегии управления, так и на самых низких уровнях для непосредственного (прямого) цифрового управления отдельными агрегатами. Актуальной проблемой является разработка локальных подсистем, обеспечивающих высокоточную обработку задающих воздействий, поступающих с верхних уровней управления. Широкие

возможности по повышению динамической и статической точности в локальных подсистемах управления открываются при построении их по принципу грубого и точного управления.

Использование микропроцессорной элементной базы широко варьируется. Быстродействующие электрогидравлические каналы регулирования в прокатных станах оснащаются аналоговыми регуляторами, а медленные каналы регулирования нажимных винтов и скорости главных приводов – цифровыми, причем контуры тока могут иметь аналоговые регуляторы [64]. В системах управления движением робота чаще всего используется прямое цифровое управление на микропроцессоре в контуре положения, а на верхних уровнях иерархии используются микро- и мини-ЭВМ более высокой производительности. Широко применяются различные системы грубого и точного управления и измерения и в станках с ЧПУ, в которых требуется точность перемещения инструмента до  $1 \text{ мкм}$ .

Потенциальная точность систем управления манипуляторами в значительной степени определяется погрешностями измерительных устройств и ограничениями в исполнительных устройствах, обусловленными, как эффектами нелинейностей типа сухого трения или (и) люфта в кинематических парах, так и ограничениями энергетического характера (например, по положению, скорости, ускорению и рывку исполнительного устройства). Сухое трение и люфт не позволяют отрабатывать малые рассогласования регулируемой координаты и задающего воздействия. Энергетические ограничения делают невозможной обработку с помощью выбранных исполнительных устройств больших (или даже малых, но высокочастотных) рассогласований регулируемой и управляемой координат [64].

Иерархическими системами являются современные автоматизированные системы управления антеннами и радиотелескопами. В этих системах используется большое количество различных источников информации и преобразовательных устройств. Одним из быстроразвивающихся направлений точного приборостроения являются оптоэлектронные системы [62]. Такие системы позво-



ляют получать высокую точность и быстродействие, в частности, в системах измерения угловых координат подвижных объектов. Системы управления лазерным лучом на пьезокристаллических преобразователях позволяют получать разрешающую способность порядка десятых долей угловой секунды с неограниченным диапазоном перемещения и высоким быстродействием. Многоканальные системы по принципу грубого и точного управления используются для фазовой автоподстройки частоты генераторов в радиоэлектронных устройствах.

В прецизионных системах стабилизации скорости вращения электропривода с ошибкой  $10^{-4} \dots 10^{-5}$  грубым каналом управления является обратная связь по скорости, а точным каналом при малых рассогласованиях является обратная связь по углу или по фазе датчика скорости относительно фазы сигнала эталонного источника [45]. При этом оба управляющих сигнала подаются на одно и то же исполнительное устройство – электродвигатель.

В случае необходимости разработки прецизионной промышленной системы [58] ее построение естественным образом может быть выполнено по многоканальному принципу. Во-первых, – это проистекает из особенностей функционирования в определенных областях техники, когда существует две стадии работы: поиск координаты и слежение за ней. Во-вторых, – это возможность использования единого датчика регулируемой переменной, как для определения ее скорости, так и положения, с возможным последующим вычислением других параметров движения (ускорение, рывок). В-третьих, многоканальность сравнительно легко может быть реализована с помощью МК.

### **3.5 Этапы алгоритма квазиоптимального регулирования**

Процедура идентификации может быть выполнена с использованием аппарата искусственных нейронных сетей [12]. Основными шагами реализации квазиоптимального регулирования могут быть следующие:

- 1) Формирование обучающей выборки (рисунок 3.23). Здесь ИП – импульсный преобразователь. В процессе on-line взаимодействия с реальным объектом собирается априорная информация о процессе, выявляются предельные

воздействия по амплитуде и длительности – минимум-максимум, проводится полуфизическое моделирование [119]. Для нагревательного элемента, например, измеряется температура окружающей среды, которая добавляется к выходу процесса, что уменьшает количество входов модели. Результатом этапа являются экспериментальные данные о процессе.

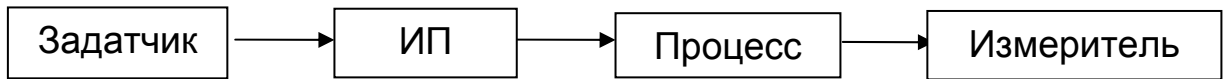


Рисунок 3.23 – Формирование обучающей выборки

2) Идентификация процесса (рисунок 3.24). Здесь МИП – модель импульсного преобразователя, а ИНС – искусственная нейронная сеть. На данном шаге в off-line-режиме производится обучение (тренировка) искусственной нейронной сети-аппроксиматора процесса, а по ней – нейроконтроллера (если предполагается его использование). В результате выбираются структуры сетей и их параметры.

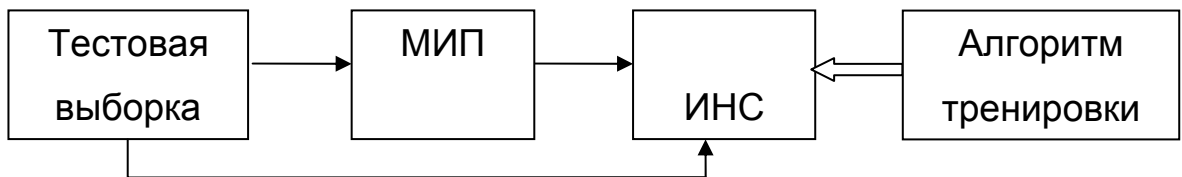


Рисунок 3.24 – Идентификация процесса

3) Параметрическая идентификация (рисунок 3.25). Производится off-line-подбор базовой линейной модели процесса и ее параметров. Реализуется путем анализа рассогласования отклика на тестовое воздействие нейромодели процесса и искомой модели. Результат: структура модели из базового набора (БМ, например, – 2...3-го порядка), а также алгоритм оптимального регулятора и их параметры.

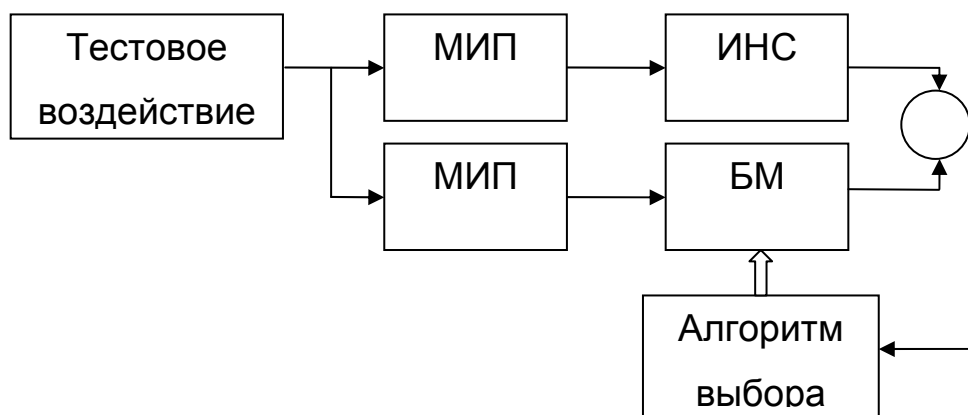


Рисунок 3.25 – Параметрическая идентификация

4) **Корректировка.** Тестирование в on-line-режиме замкнутой системы и уточнение параметров оптимального регулятора. Реализуется путем анализа отклика системы на тестовое задание. В результате получаем работоспособную систему.

5) **Эксплуатация.** On-line-работа с адаптацией к возмущениям.

Таким образом, можно вести речь о системе идентификации изменения границ, параметров, уровней и типа воздействий и возмущений, и подбора на этой основе алгоритмов, отвечающих решению задачи квазиоптимального управления с обеспечением максимума (минимума) критерия из возможного набора решений. В свою очередь, алгоритмы включают в себя этапы идентификации. То есть решение проблемы предполагает несколько уровней идентификации. Первый – идентификация условий, воздействий, возмущений. Второй - идентификация алгоритмов (из библиотеки или программы генерации алгоритмов) и выбор наиболее удовлетворяющих данным условиям и критериям. Третий – идентификация и реализация критерия квазиоптимального управления на основе выбранного или сгенерированного (в случае нейросетей или генетического) алгоритма.

Кроме того, учитывая роль, которую играют ИНС в реализации квазиоптимального регулирования, имеет смысл помимо традиционных для САУ свойств говорить еще об одном: *обучаемости*.

### 3.6 Выводы

1. На основе физического подхода разработана *Simulink*-модель объекта, удовлетворяющая требованиям простоты и высокой точности. Экспериментальные исследования по верификации и уточнению позволяют использовать модель при идентификации по методу «серого ящика» и существенно сократить время и материальные ресурсы при разработке системы управления.

2. Предложена функциональная схема и алгоритм работы системы точного позиционирования, содержащая реверсивный КРИП, для которой разработана структура регулятора положения и квазиоптимальный алгоритм ее работы. Исследованы варианты реализации токового управления ЛДПТ с помощью КРИП, обеспечивающие наилучшее качество переходного процесса.

3. Подтверждена возможность реализации близкого к оптимальному регулирования методами низкочастотной ШИМ по линейному закону. Предложены модифицированные алгоритмы оптимального регулирования, которые без численного решения трансцендентного уравнения позволяют поставить время регулирования в зависимость от величины начального рассогласования и, тем самым, повысить быстродействие системы при отработке малых заданий.

4. Сформулированы направления перспективных исследований по реализации положительных свойств оптимального цифрового регулятора в системах с импульсными преобразователями. Установлено, что период ШИМ влияет на характер типичного промышленного процесса несущественно. При снижении частоты ШИМ возрастают пульсации параметра в установившемся режиме, которые могут быть сглажены быстродействующим алгоритмом слежения.

5. Предложена структура иерархической системы управления для промышленного регулятора, состоящая из двух подсистем: автоматического позиционирования и автоматического слежения. Для широкого класса разнообразных реальных объектов управления получены значения коэффициентов регулирования оптимального цифрового регулятора в удобной для практики форме.

## РАЗДЕЛ 4

### ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА

В разделе рассмотрен алгоритм работы верхнего иерархического уровня построения промышленного регулятора – система автоматического позиционирования (САП). Также проанализирована структура и особенности функционирования системы автоматического слежения (САС), которая представляет собой нижний иерархический уровень построения промышленного регулятора.

#### 4.1 Система автоматического позиционирования

*Система автоматического позиционирования (САП)* представляет собой внешний контур в составе квазиоптимального промышленного регулятора, предназначенный для отработки задания по регулируемому параметру, а также грубых возмущений за минимальное время и с минимальным перерегулированием. САП, по сути, – это одноконтурная цифровая САУ, содержащую оптимальный цифровой регулятор. Рассмотрим ее работу в случае объекта регулирования (1.15).

##### 4.1.1 Алгоритм работы

Из (1.22) следует, что если выбран шаг регулирования  $h$  и известно значение  $K_2$ , то синтез оптимального регулятора не представляет собой сложности. В цикле функционирования САП обеспечивает последовательный вывод трех управляющих широтно-импульсно-модулированных (ШИМ) воздействий на объект управления [15]:

- 1)  $Q[n]=K_0 \cdot Err[0]+Q_N$  в течение 1-го шага регулирования  $h_p$ ;
  - 2)  $Q[n+1]=K_1 \cdot Err[0]+Q_N$  в течение 2-го шага регулирования  $h_p$ ;
  - 3)  $Q[N]=K_2 \cdot Err[0]+Q_N$  остальное время (вплоть до включения системы автоматического слежения).
- (4.1)

Здесь  $Q_N$  – интегральная составляющая управляющего воздействия, обу-

словленная неравновесными условиями в ОУ. Если ОУ находится в состоянии равновесия с окружающей средой, то  $\theta = \theta_z = \theta_{okr}$  и  $Q_N = 0$ .

Коэффициенты регулирования  $K_0$ ,  $K_1$  и  $K_2$  определяются по результатам идентификационных экспериментов. Тогда же выбирается и длительность шага позиционирования  $h_p$ . Связь между параметрами САП описывается (4.2).

$$\begin{aligned} K_0 &= \frac{K_2}{(1-A)(1-B)}; \\ K_1 &= \frac{K_2(1-A-B)}{(1-A)(1-B)}, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где  $A = e^{-ah_p}$ ;  $B = e^{-bh_p}$ .

Оптимальный цифровой регулятор (ОЦР) на выходе генерирует сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), причем амплитуды импульсов на шагах регулирования можно определить следующим образом:

$$u[n] = Q[n] \cdot U / Q_m; \quad u[n+1] = Q[n+1] \cdot U / Q_m; \quad u[N] = Q[N] \cdot U / Q_m, \quad (4.3)$$

где  $U$  – действующее напряжение на выходе силового преобразователя  
 $Q_m = 100$  – максимальный сигнал на выходе цифрового регулятора.

Выражение (4.3) определяет связь между ШИМ и АИМ методами регулирования выходного напряжения силового преобразователя. На рисунке 4.1 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие поведение двух регуляторов – с широтной и амплитудной модуляцией выходного напряжения. Параметры объекта управления аналогичны представленным в предыдущих разделах. Длительность шага позиционирования  $h_p = 100$  с.

*m*-файл задания параметров моделирования и управления графическим выводом для рисунка 4.1 представлен в приложении А. *Simulink*-модель системы идентична рисунку 4.2 с той лишь разницей, что в задатчике напряжения на объекте управления (рисунок 4.3) вместо трех блоков *Pulse Generator* используются три блока *Constant*.

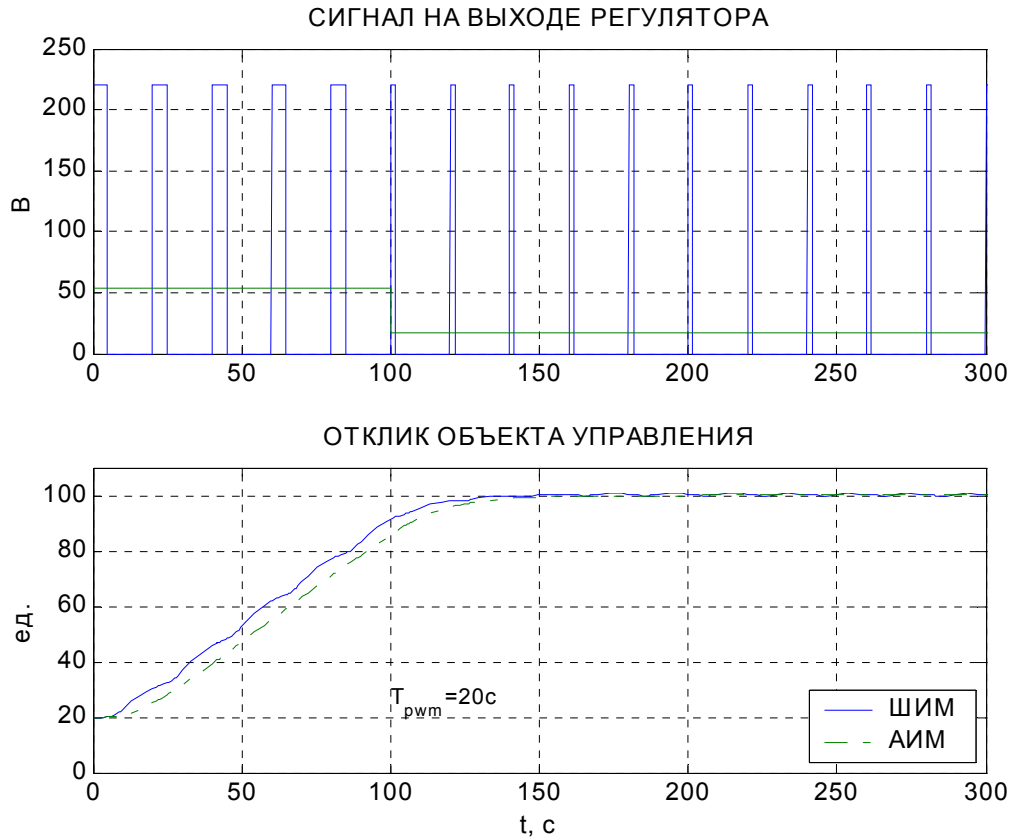


Рисунок 4.1 – Временные диаграммы работы ОЦР с ШИМ и АИМ выходного напряжения силового преобразователя ( $T_{pwm} = h_p/5$ )

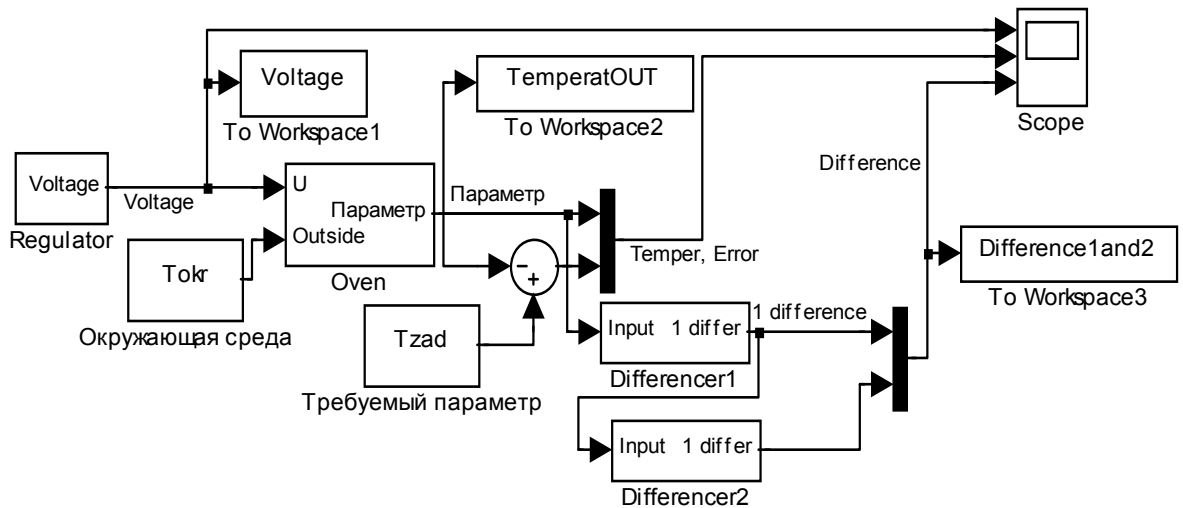


Рисунок 4.2 – *Simulink*-модель системы с оптимальным задатчиком напряжения на объекте управления

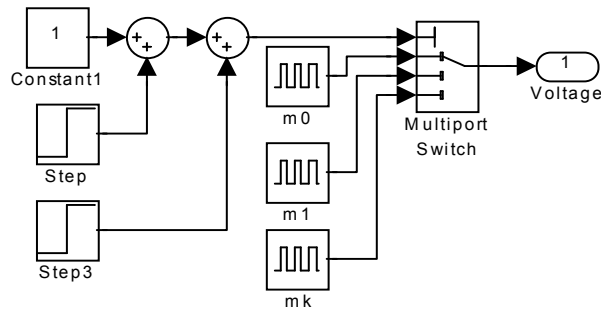


Рисунок 4.3 – *Simulink*-модель ШИМ-задатчика оптимального воздействия

Как следует из результатов моделирования, к концу второго шага позиционирования (момент времени  $t=2h_p=200\text{ с}$ ) координата ОУ достигает значения, идентичного АИМ, а далее наблюдается характерная для ШИМ пульсация относительно номинального значения регулируемого параметра с периодом ШИМ. Перерегулирование невелико. Отсюда следует вывод о том, что динамические характеристики ШИМ для рассматриваемого ОУ не уступают АИМ.

Рассмотрим влияние частоты ШИМ на время и точность позиционирования. На рисунке 4.4 представлены результаты аналогичного предыдущему эксперименту, однако выбрана предельно низкая частота ШИМ, при которой период  $T_{pwm}$  в точности равен шагу регулирования  $h_p$ . И в этом случае за два шага регулирования (т.е. – и за два периода ШИМ) среднее значение регулируемого параметра достигает заданной величины. Однако здесь, как и следовало ожидать, одновременно со снижением частоты ШИМ наблюдается увеличение амплитуды пульсаций. Кроме того, при увеличении заданного значения (т.е. – с ростом начального рассогласования) возникает перерегулирование, тем большее, чем выше требуемое значение параметра.

Ключевым коэффициентом квазиоптимального цифрового регулятора является  $K_2$ , определяющий связь между установившимся значением регулируемого параметра объекта управления при отсутствии дестабилизирующих факторов  $\theta_y$  и тем значением сигнала мощности  $Q$ , которое обуславливает этот уровень (4.4).



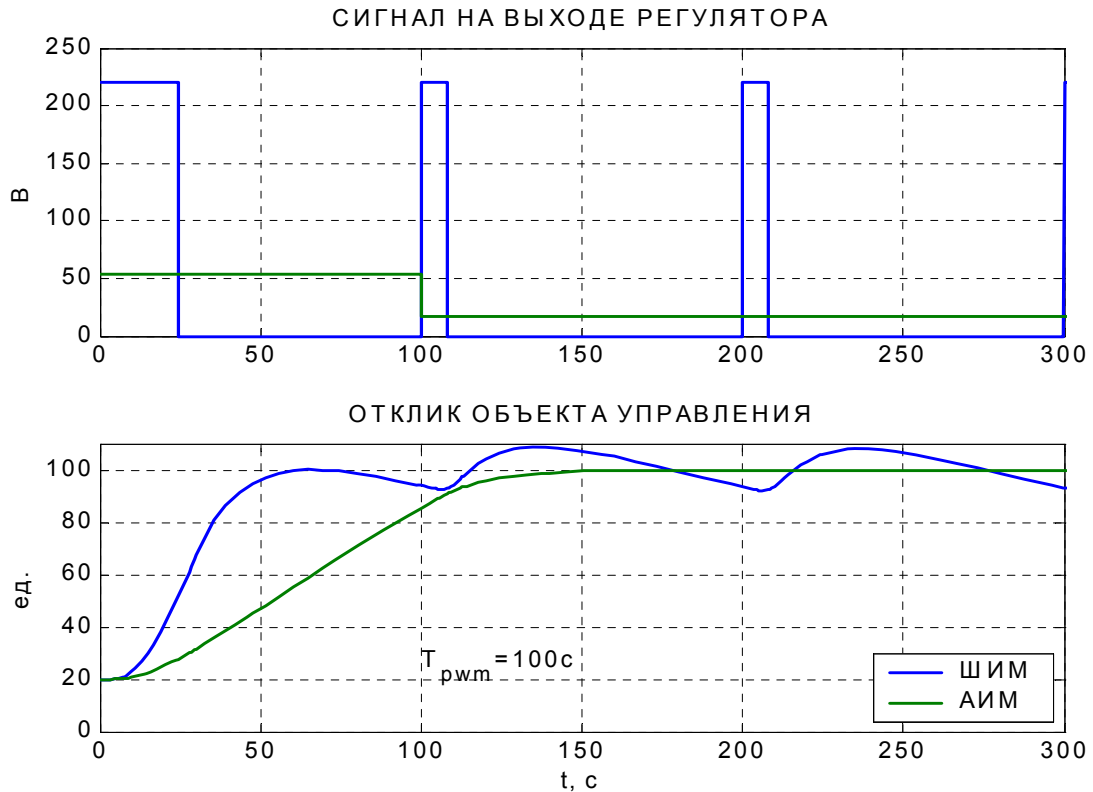


Рисунок 4.4 – Временные диаграммы работы ОЦР с ШИМ и АИМ выходного напряжения силового преобразователя ( $T_{pwm} = h_p$ )

$$K_2 = \frac{Q}{\theta_y}. \quad (4.4)$$

Возможно косвенное измерение  $K_2$  в смонтированной системе, если доступно прямое измерение  $\theta_y$  спустя некоторое время установления после подачи на объект управления конкретного регулирующего сигнала с известным уровнем мощности  $Q$ .

#### 4.1.2 Асимметричное регулирование

Если сигнал задания  $\theta_z$  меньше текущего значения регулируемого параметра  $\theta$ , то рассогласование  $\varepsilon[n] = \theta_z - \theta < 0$  и, в соответствии с алгоритмом работы ОЦР (4.1) на первом шаге регулирования вырабатываемый сигнал управления может также оказаться отрицательным. Это возможно в случае выполнения условия

$$K_0 \cdot (\theta_z - \theta) + K_2 \cdot (\theta - \theta_{okr}) < 0 \text{ или } \theta_z < \theta - K_2/K_0 \cdot (\theta - \theta_{okr}). \quad (4.5)$$

Множество производственных систем представляют собой системы несимметричного управления, в которых недопустимо использование отрицательных воздействий на объект управления. В качестве примера можно привести устройства термостатирования, в которых отсутствует принудительное охлаждение, устройства поддержания повышенного давления или влажности с регулируемым нагнетанием рабочего тела и т.п. Для снижения уровня регулируемого параметра до требуемой величины в таких случаях используется подача малых положительных или нулевых уровней сигнала управления.

Подобную картину можно наблюдать при ШИМ-регулировании с однополярным питанием, когда коэффициент заполнения, а также сигнал мощности управления лежит в диапазоне только положительных значений от 0 до 100%.

Предположим, что ОУ находится в состоянии равновесия с окружающей средой, а регулируемый параметр поддерживается на заданном уровне  $\theta$ . При этом регулятор в соответствии с (4.1) вырабатывает воздействие

$$Q_N = K_2 \cdot (\theta - \theta_{okr}). \quad (4.6)$$

Если сейчас на вход системы позиционирования подать сигнал задания  $\theta_z$ , удовлетворяющий условию (4.5), то регулятор в соответствии с (4.1) должен был бы в течение первого шага позиционирования  $h_p$  формировать отрицательное воздействие

$$Q_0 = K_0 \cdot (\theta_z - \theta) + K_2 \cdot (\theta - \theta_{okr}). \quad (4.7)$$

Результаты моделирования переходных процессов в объекте управления, когда на его вход подано жестко заданное программно оптимальное управляющее воздействие (ШИМ-напряжение), представлены на рисунке 4.5. Использован тот же объект регулирования, что и в примере на рисунке 2.10. Система разомкнута, дестабилизирующие факторы отсутствуют.

Очевиден результат моделирования, подтверждаемый и экспериментальными данными [9, 20, 31, 33]: САП успешно выполняет возложенные на нее

функции.

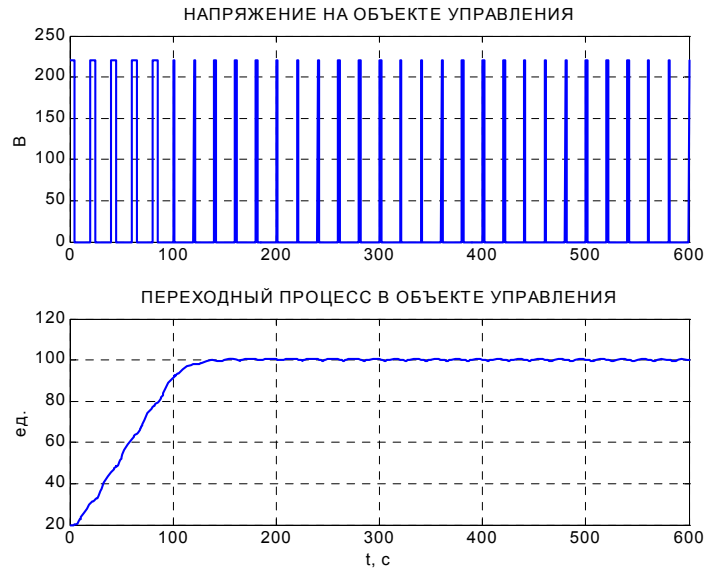


Рисунок 4.5 – Переходные процессы в объекте управления при подаче жестко программно заданного оптимального управляющего воздействия

## 4.2 Система автоматического слежения

На рисунке 4.6 представлена функциональная схема системы автоматического слежения (САС) для работы в составе квазиоптимального промышленного регулятора.

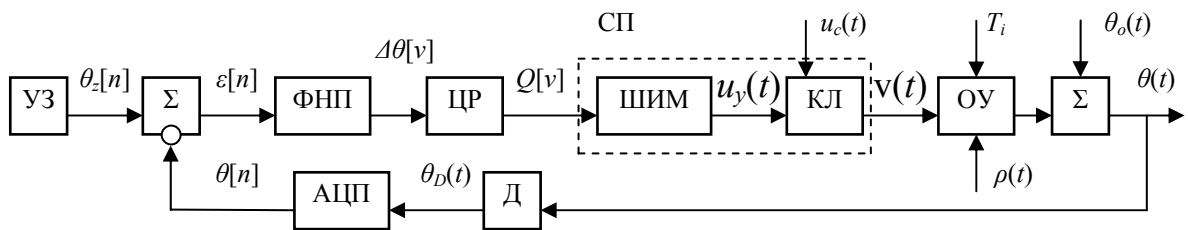


Рисунок 4.6 – Функциональная схема системы автоматического слежения

САС содержит устройство задания регулируемого параметра  $\theta$  (температуры, давления, влажности) (УЗ), фиксатор нулевого порядка (ФНП), цифровой регулятор (ЦР), силовой преобразователь (СП), объект управления (ОУ), датчик параметра (Д) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). УЗ представляет собой клавиатуру или интерфейс, позволяющую ввести в систему цифровой

код требуемого значения параметра  $\theta_z[n]$  ( $n=0,1,2\dots$ ). Датчик обеспечивает преобразование физического параметра – например, «истинной» температуры  $\theta(t)$  – в эквивалентный электрический сигнал  $\theta_D(t)$ . Этот сигнал далее подвергается аналого-цифровому преобразованию резидентным АЦП используемого микроконтроллера, в результате чего формируется цифровой код сигнала обратной связи  $\theta[n]$ . Целесообразно использование датчиков, время и период преобразования которых существенно меньше минимальной постоянной времени регулируемого процесса. Код сигнала ошибки по регулируемому параметру  $\varepsilon[n]$  дискретизируется с помощью ФНП с шагом слежения  $h_c$ . Входным сигналом для ЦР является параметрическое рассогласование  $\Delta\theta[v]$  ( $v=0,1,2$ ) с выхода ФНП, а выходным – сигнал управления мощностью  $Q[v]$ , который представляет собой выраженную в процентах скважность напряжения на ОУ.

Силовой преобразователь упрощенно можно представить в виде широтно-импульсного модулятора (ШИМ) и силового ключа (КЛ). ШИМ преобразует квантованный сигнал с выхода ЦР  $Q[v]$ , постоянный в течение каждого из шагов регулирования, в сигнал управления  $u_v(t)$ , отпирающий КЛ на часть периода ШИМ, которая пропорциональна скважности напряжения на нагревателе на соответствующем шаге. КЛ представляет собой электромеханический (реле) или полупроводниковый модуль, обеспечивающий подачу на объект управления сетевого напряжения  $u_c(t)$  в течение требуемого времени.

#### **4.2.1 Основные источники ошибок слежения**

Основными источниками ошибок слежения и неустойчивости системы являются следующие факторы [15]:

1) остаточная ошибка позиционирования  $|ERR_{SAP}| < \varepsilon_{SAP}$ , где  $\varepsilon_{SAP}$  – зона нечувствительности САП.  $ERR_{SAP}$ , фактически, – это ошибка (рассогласование) по каналу задания. Алгоритм отработки этой ошибки идентичен алгоритму работы САП, однако, ввиду малости  $ERR_{SAP}$ , возможно *сокращение шага регулирования САС*  $h_c$  по сравнению с шагом САП  $h_p$ ;

2) неустойчивость питающего напряжения  $u_c(t)$  (амплитуды, частоты, на-

чальной фазы), вызывающая ошибку по *первому каналу возмущения*. В прецизионной системе возможно использование дополнительного контура обратной связи с измерением напряжения питания силового ключа;

3) ненулевые начальные условия в объекте управления, вызванные ошибками идентификации при определении коэффициента регулятора  $K_2$ ;

4) скачкообразные изменения основных характеристик объекта управления (амплитудных  $\rho$  и динамических  $T_i$ ), вызванных, например, вносом или выносом в зону регулирования дополнительных объектов. Примем условно в качестве *второго канала возмущения*;

5) плавные (суточные, годовые, климатические) изменения того параметра окружающей среды  $\theta_o(t)$ , который совпадает с регулируемым (температура, давление, влажность) – *третий канал возмущения*;

б) амплитудные и динамические погрешности вследствие нелинейности и нестабильности датчиков обратной связи. Могут быть частично скомпенсированы с помощью соответствующих алгоритмов;

7) погрешности АЦП, а также конечная разрядность обрабатываемых микроконтроллером чисел, конечная точность формирования временных интервалов и длительность командного цикла и т.п.

При последующем анализе качества отработки возмущений с помощью моделирования будем использовать следующие выражения для описания некоторых из перечисленных выше воздействий.

Питающее напряжение:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= U_m(t) \sin[\omega_c(t) \cdot t + \varphi(t)]; \\ U_m(t) &= U_{m0} + \Delta U_c \sin \Omega_A t; \\ \omega_c(t) &= \omega_{c0} + \Delta \omega_c \sin \Omega_f t; \\ \omega_{c0} &= 2\pi f_c, \end{aligned} \tag{4.8}$$

где  $U_{m0}$  – номинальная амплитуда напряжения питающей сети (для однофазной промышленной сети переменного тока  $U_{m0} = 310 \text{ В}$ );

$\Delta U_c$  – амплитудная нестабильность питающего напряжения (для

однофазной промышленной сети  $\Delta U_c = 0,1 U_{m0}$ );

$\Omega_A = 2\pi / T_{HA}$  – частота амплитудной неустойчивости напряжения;

$T_{HA}$  – период амплитудной неустойчивости питающего напряжения;

$f_c$  – частота питающего напряжения;

$\Delta\omega_c$  – частотная неустойчивость питающего напряжения;

$\Omega_f = 2\pi / T_{Hf}$  – частота неустойчивости частоты напряжения;

$T_{Hf}$  – период частотной неустойчивости питающего напряжения;

$\varphi(t)$  – начальная фаза питающего напряжения.

Неустойчивость амплитудных параметров объекта управления:

$$\rho(t) = \rho + \Delta\rho h(t - t_B), \quad (4.9)$$

где  $\rho$  – номинальный коэффициент передачи объекта управления;

$\Delta\rho$  – скачок коэффициента передачи;

$t_B$  – момент ввода дополнительного объекта в зону регулирования.

Неустойчивость параметров (температуры) окружающей среды:

$$T_{okr}(t) = T_{okr} + \Delta T_{okr} \sin \Omega_T t, \quad (4.10)$$

где  $T_{okr}$  – среднесуточная температура окружающей среды;

$\Delta T_{okr}$  – отклонение окружающей температуры от среднесуточной;

$\Omega_T = 2\pi / T_{HT}$  – частота неустойчивости окружающей среды;

$T_{HT}$  – длительность суток (86400 с).

#### 4.2.2 Алгоритм работы

В установившемся режиме при  $\Delta\theta = 0$  цифровой регулятор должен выдавать сигнал мощности  $Q_N$  такой, который обеспечит установление регулируе-

мого параметра на выходе объекта  $\theta_y$ , равным по величине заданию  $\theta_z$ . Этому соответствует конкретное значение действующего напряжения  $U_y$ , а также формируемый с помощью ЦР сигнал мощности:

$$Q_N = K_2(\theta_{oy} - \theta_{okr}) = K_2(\theta_z - \theta_{okr}). \quad (4.11)$$

Вследствие неидеальности САП, а также в результате воздействия дестабилизирующих факторов возникает ошибка установления требуемого параметра

$$ERR[0] = \theta_z - \theta_{oy}. \quad (4.12)$$

Индекс «0» подчеркивает тот факт, что данная ошибка измеряется в начале нулевого шага, т.е. – однократно в цикле слежения. Для уменьшения модуля этой ошибки до значения, определяемого требуемой точностью работы САС (а, следовательно, – и системы в целом), стартует алгоритм, представленный на рисунке 4.7.

Первым и чрезвычайно ответственным этапом алгоритма САС является выбор шага регулирования  $h_c$ . При этом возможны две альтернативны:

1) использование шага, по длительности равного шагу регулирования системы автоматического слежения, т.е.  $h_c = h_p$ . Достоинством данного подхода является широкая зона регулирования САС, совпадающая с зоной работы САП, а также идентичный алгоритм работы двух систем, что позволяет сэкономить память микропроцессорной системы. Существенный недостаток принятого выбора – сравнительно низкое быстродействие, особенно ярко ощущаемое при отработке малых ошибок установления.

2) выбор шага САС, более короткого, чем у САП, т.е.  $h_c < h_p$ . Это обеспечивает более быстрый отклик на сравнительно небольшие ошибки рассогласования  $ERR[0]$  и более высокое быстродействие системы в целом.

Поскольку первый путь – это, по существу, повторение САП, рассмотрим второй вариант выбора шага регулирования САС более подробно.

Длительность шага регулирования САС можно выбрать по следующей формуле:

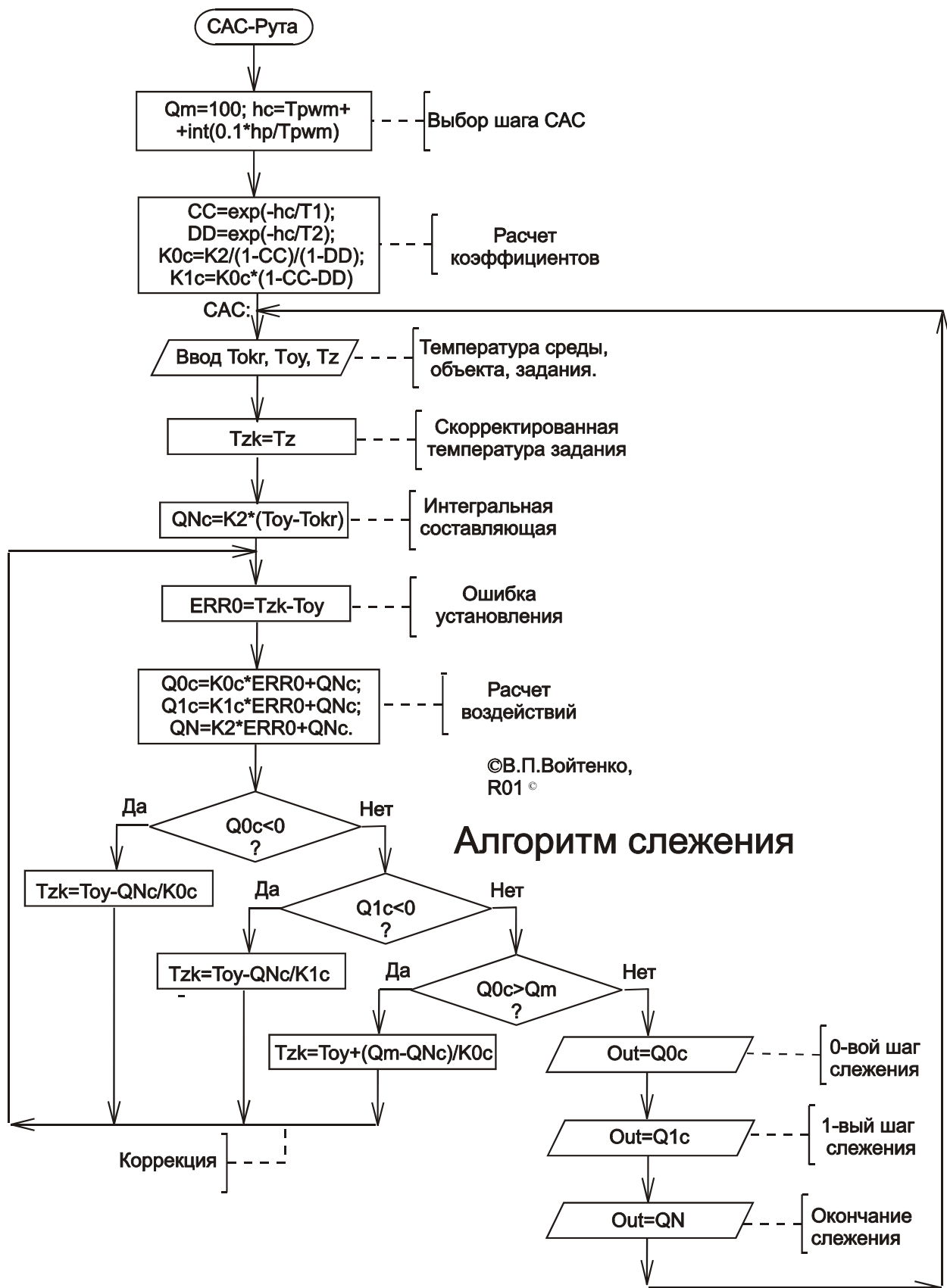


Рисунок 4.7 – Алгоритм работы системы автоматического слежения (CAC)



$$h_c = T_{PWM} + \text{int} \left( 0,1 \cdot \frac{h_p}{T_{PWM}} \right), \quad (4.13)$$

где  $T_{PWM}$  – период работы ШИМ.

Таким образом, интервал времени, необходимый для отработки начальной ошибки, может сократиться вплоть до девяти раз. При больших ошибках, однако, САС будет работать многократно, циклически приближаясь к зоне своей нечувствительности.

На следующем, после выбора шага  $h_c$ , этапе работы САС необходимо рассчитать коэффициенты регулятора:

$$\left. \begin{aligned} K_{0c} &= \frac{K_2}{(1-C)(1-D)}; \\ K_{1c} &= K_{0c}(1-C-D), \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

где  $C = e^{-\frac{h_c}{T_1}}$ ;  $D = e^{-\frac{h_c}{T_2}}$ ;

$T_1$  и  $T_2$  – постоянные времени объекта регулирования.

Алгоритм вычисления следящих воздействий на первых двух шагах регулирования и в последующем аналогичен САП:

$$\left. \begin{aligned} Q_{0c} &= \theta_z K_{0c} - \theta_{oy} (K_{0c} - K_2) - \theta_{okr} K_2; \\ Q_{1c} &= \theta_z K_{1c} - \theta_{oy} (K_{1c} - K_2) - \theta_{okr} K_2; \\ Q_N &= (\theta_z - \theta_{okr}) K_2. \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Здесь  $Q_{Nc} = K_2 (\theta_{oy} - \theta_{okr})$  – зависящая от перегрева объекта интегральная составляющая воздействия.

Уровень воздействия должен лежать в диапазоне допустимых значений:

$$0 \leq Q_{0c} \leq Q_m; \quad 0 \leq Q_{1c} \leq Q_m; \quad 0 \leq Q_N \leq Q_m, \quad (4.16)$$

где  $Q_m = \mu 100$  – предельное допустимое для конкретного объекта управления воздействие;

$\mu \leq 1$  – коэффициент запаса.

Ситуация  $Q_{0c} < 0$  может возникнуть, если параметр объекта регулирования

превышает параметр задания вследствие перерегулирования, причем текущая ошибка составляет величину

$$|ERR[0]| > \frac{(\theta_{oy} - \theta_{okr})K_2}{K_{0c}}$$

или

$$\theta_{oy} > \frac{\theta_z K_{0c} - \theta_{okr} K_2}{K_{0c} - K_2}. \quad (4.17)$$

(4.17) определяет зону «быстрого» (т.е. – за один цикл слежения) регулирования САС «сверху», когда текущее значение параметра объекта управления  $\theta_{oy}$  превышает заданное значение  $\theta_z$ . В этом случае по условию  $Q_{0c}=0$  из первого равенства в (4.15) и, учитывая (4.12), находим скорректированное задание на слежение «сверху»

$$\theta_{z0} = \theta_{oy} - \frac{Q_{Nc}}{K_{0c}} = \theta_{oy} \left( 1 - \frac{K_2}{K_{0c}} \right) - \theta_{okr} \frac{K_2}{K_{0c}}. \quad (4.18)$$

Сходным образом можно определить расчетные соотношения для других нарушений условия (4.16). Чтобы обеспечить его соблюдение, следует рассчитать ошибку установления требуемого параметра относительно скорректированного задания  $\theta_0$ , вернуться к началу алгоритма (4.12) и позиционировать объект к величине (4.18) с помощью рассчитанных по (4.15) скорректированных воздействий. После этого вновь повторяется попытка перехода к заданной изначально величине параметра и т.д.

Таким образом, при таких начальных условиях работы САП процедура слежения итерационно повторяется не менее двух раз, что, разумеется, увеличивает время установления системы.

### 4.2.3 Схема моделирования

Схема моделирования САС представлена на рисунке 4.8.

На рисунке обозначены следующие узлы:

*Parameter task* – устройство задания регулируемого параметра;

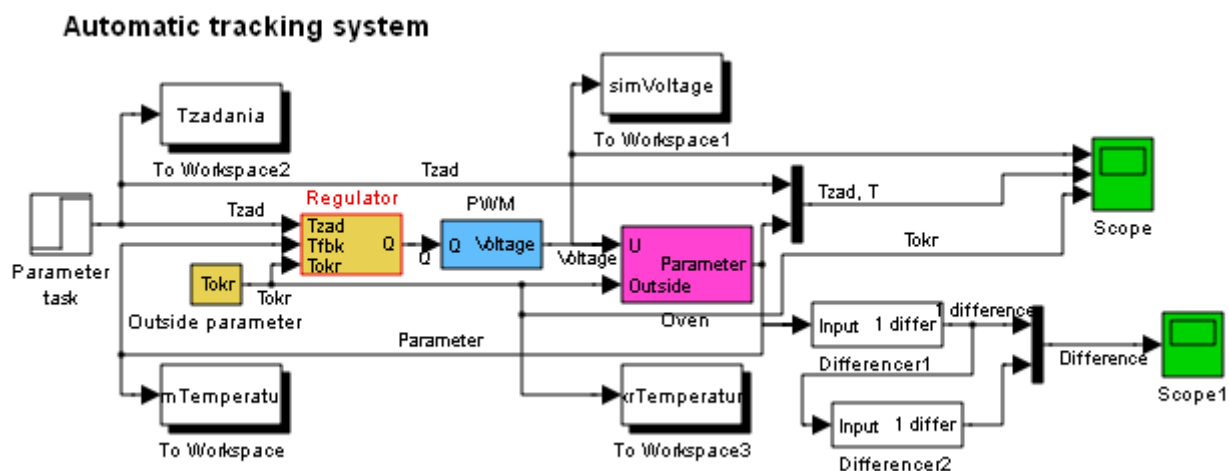


Рисунок 4.8 – Схема моделирования САС

*Outside parameter* – устройство имитации параметра окружающей среды;

*Regulator* – квазиоптимальный регулятор САС;

*PWM* – импульсный преобразователь;

*Oven* – объект управления.

Для сохранения результатов симуляции и последующей визуализации данных служат интерфейсные блоки *To Workspace*, а также – *Scope*.

Устройство задания регулируемого параметра содержит генератор сигнала изменения условий использования объекта, что позволяет отследить способность САС обрабатывать сравнительно медленные (например, – суточный дрейф) вариации, характерные для работы в реальных условиях.

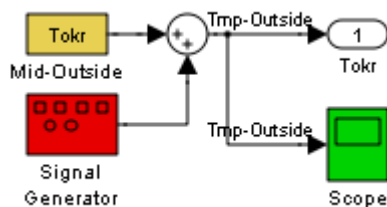


Рисунок 4.9 – Схема моделирования имитатора окружающей среды

Схема моделирования квазиоптимального регулятора САС содержит блок *S-Function* (Листинг А.7), который реализует вычисления воздействий на шагах регулирования, используя квазиоптимальный алгоритм. Функция в каче-

стве входных использует параметры  $K0c$ ,  $K1c$ ,  $K2$ ,  $hc$ ,  $EPScac$ , которые рассчитываются по (4.14).

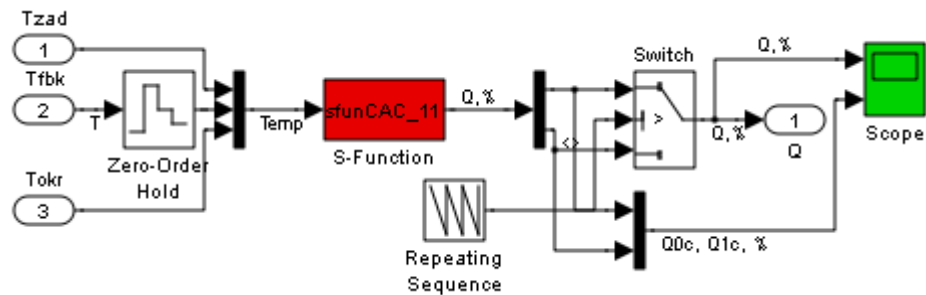


Рисунок 4.10 – Схема моделирования квазиоптимального регулятора САС

#### 4.2.4 Отработка рассогласования

В качестве примера на рисунке 4.11 показаны временные диаграммы отработки системой автоматического слежения начального рассогласования  $ERR[0]=-10$ . В первом цикле  $\theta_{z0}=106$ , а к началу второго параметр объекта достигает величины  $\theta_{oy}=106,5$ . После второго цикла работы САС наступает третий, в результате которого параметр оказывается в допустимых границах, а уровень выходного воздействия остается неизменным. Таким образом, время отработки начального рассогласования составляет  $t_{y0}=3 \cdot (2h_c)$ .

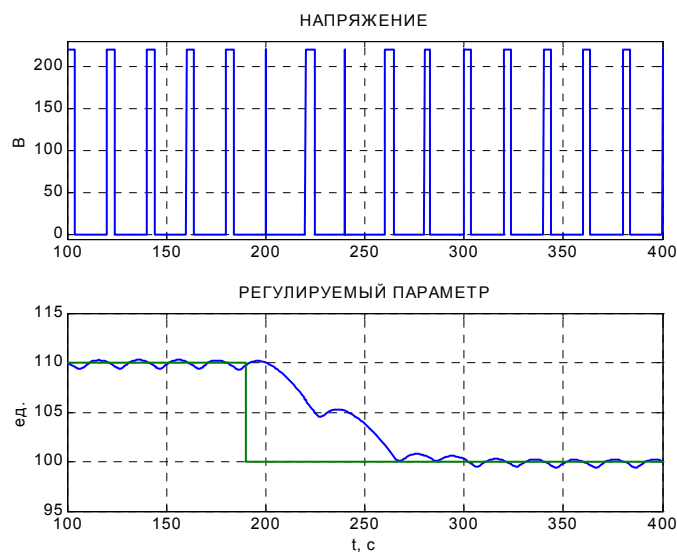


Рисунок 4.11 – Отработка САС начального рассогласования  $-10$

Вторая недопустимая ситуация возникает при слишком низком начальном значении параметра объекта регулирования относительно заданной изначально величины, что приводит к получению из (4.15) отрицательного значения уровня воздействия на втором шаге регулирования  $Q_{1c}$ . Это соответствует следующему условию:

$$ERR[0] > \left| \frac{Q_{Nc}}{K_{1c}} \right| \text{ или } \theta_{oy} < \frac{\theta_z K_{1c} + \theta_{okr} K_2}{K_{1c} + K_2}. \quad (4.19)$$

В данном случае, по аналогии с изложенным выше, по условию  $Q_{1c}=0$  из второго равенства в (4.15) и, учитывая (4.12), находим скорректированное задание на слежение

$$\theta_{z1} = \theta_{oy} - \frac{Q_{Nc}}{K_{1c}}. \quad (4.20)$$

Далее по (4.15) производится расчет воздействий, начиная с первого шага регулирования. После выхода на значение параметра  $\theta_{z1}$  процесс итерационно повторяется до тех пор, пока ошибка слежения не будет сведена до допустимого значения, определяемого зоной нечувствительности САС.

Рисунок 4.12 является иллюстрацией описанного процесса при отработке САС начального рассогласования  $ERR[0]=+20$ .

Модуль ошибки, существенно больший, чем в предыдущем случае (как по абсолютному значению, так и в процентном отношении) здесь отрабатывается за два цикла САС. В первом цикле  $\theta_{z1}=91,7$ , а к началу второго параметр объекта достигает величины  $\theta_{oy}=90,75$ . Оставшаяся разность устраняется за один (второй) цикл. Следовательно, время отработки начального рассогласования составляет  $t_{y1}=2 \cdot (2h_c)$ . Это можно объяснить асимметричными свойствами объекта управления при регулировании «вверх» и «вниз». Отсюда следует важное требование, предъявляемое к системе автоматического позиционирования: более предпочтителен недорегулирование объекта, чем перерегулирование, которого нужно, по возможности, избегать.

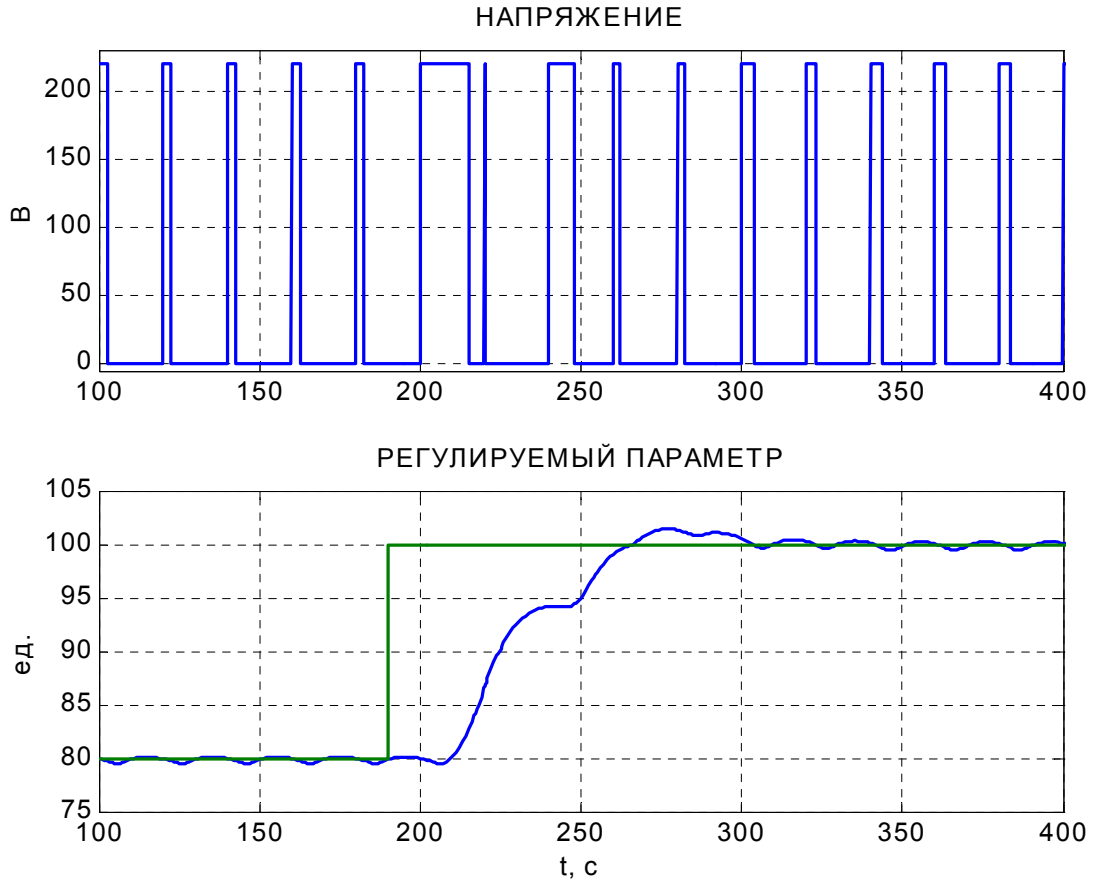


Рисунок 4.12 – Обработка САС рассогласования  $ERR[0]=+20$

В ходе данного слежения «снизу» возможно возникновение третьей ситуации, не удовлетворяющей условию (4.16), а именно – *превышение* максимально-допустимого воздействия на первом шаге. Это произойдет, если

$$ERR0 > \frac{\mu Q_m - QN_c}{K0_c} \text{ или } T_{oy} < \frac{T_z K0_c - \mu Q_m - T_{окр} K2}{K0_c - K2}. \quad (4.21)$$

В этом случае для корректировки промежуточной точки задания используется условие  $Q0_c = \mu Q_m$ . Далее из первого равенства в (4.15) и, учитывая (4.12), находим скорректированное задание на слежение «снизу» для больших рассогласований

$$T_{z2} = T_{oy} + \frac{\mu Q_m - QN_c}{K0_c}. \quad (4.22)$$

В случае необходимости, во вложенных циклах возможна реализация предыдущей разновидности слежения «снизу».

Рисунки 4.13 и 4.14 служат иллюстрациями работы САС в «малом», когда возможен минимальный по длительности отклик системы на незначительное отклонение параметра. Этот отклик представляет один цикл работы САС, занимающий два шага регулирования. Следовательно, объект достигает требуемого значения параметра в течение времени  $t_{y2}=2h_c$ .

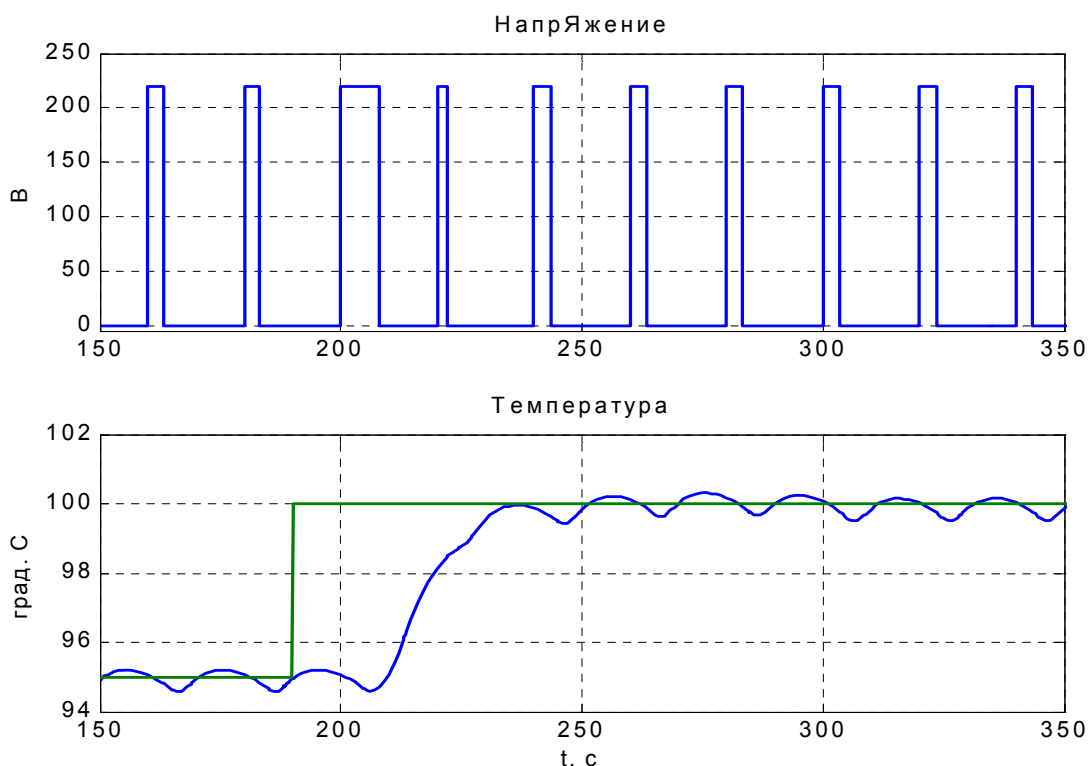


Рисунок 4.13 – Отработка САС рассогласования  $ERR[0]=+5^{\circ}\text{C}$

Рассмотренные на рисунках 4.11 – 4.14 примеры соответствуют скачкообразному изменению задания в момент времени, приходящийся на середину интервала работы ШИМ ( $190\text{ c}$  при  $T_{pwm}=20\text{ c}$ ). В реальной системе, как правило, производится привязка времени ввода сигнала задания к фронту импульса ШИМ. В итоге возможна задержка на один период ШИМ и, соответственно, возрастание времени установления системы.

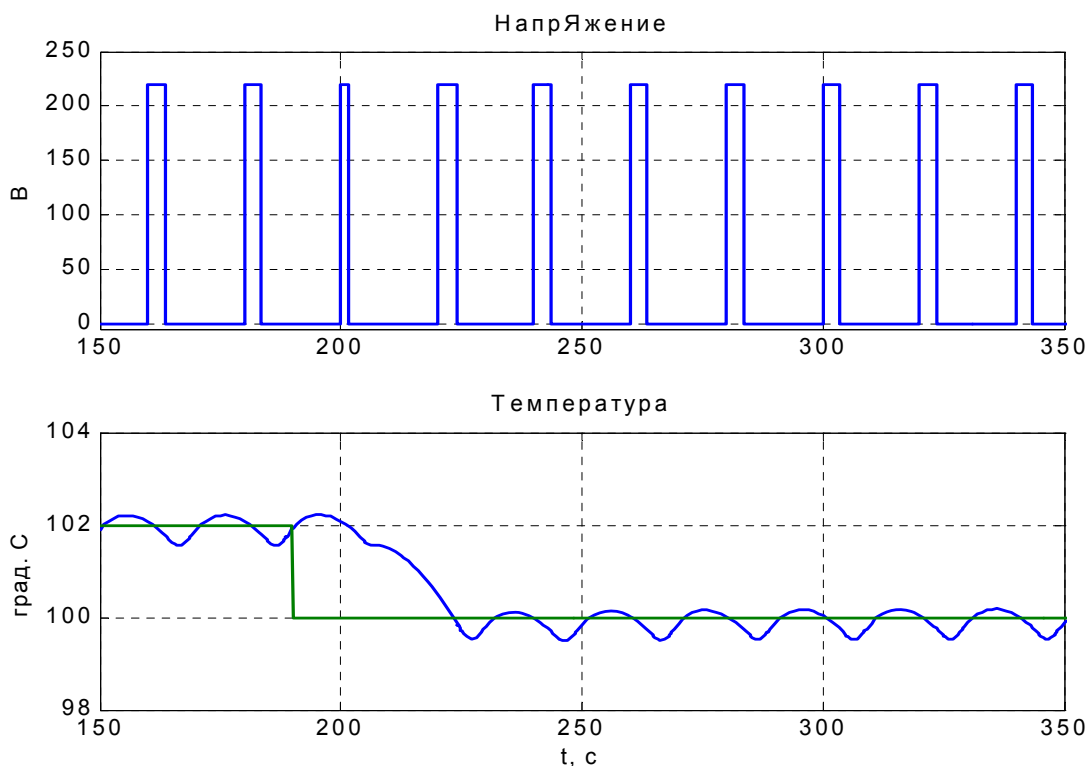


Рисунок 4.14 – Отработка САС рассогласования  $ERR[0] = -2^{\circ}\text{C}$

#### 4.2.5 Реакция на дестабилизирующие факторы

На рисунке 4.15 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие поведение САС при быстром изменении параметра окружающей среды. Подобные колебания могут возникнуть, например, при вводе в зону нагрева дополнительного прогретого (охлажденного) объекта. Рисунок 4.16 демонстрирует медленное (суточное), но весьма существенное колебание параметра (100% относительно среднего значения).

На рисунке 4.17 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие поведение САС при одновременном воздействии двух дестабилизирующих факторов: изменение параметра окружающей среды, а также изменение напряжения питающей сети.

На рисунке 4.18 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие поведение САС при скачкообразном изменении коэффициента передачи объекта управления.



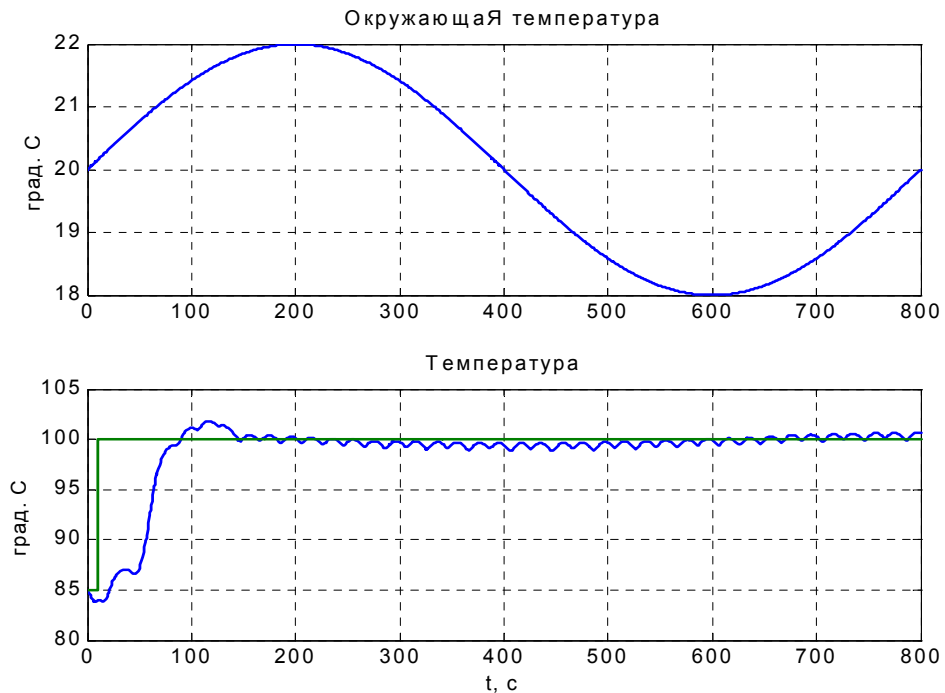


Рисунок 4.15 – Реакция САС на малое и быстрое циклическое изменение параметра окружающей среды ( $T_{окр}=20^{\circ}\text{C}$ ;  $\Delta T_{окр}=2^{\circ}\text{C}$ ;  $T_{HT}=800\text{ с}$ ;  $\theta_z=100^{\circ}\text{C}$ )

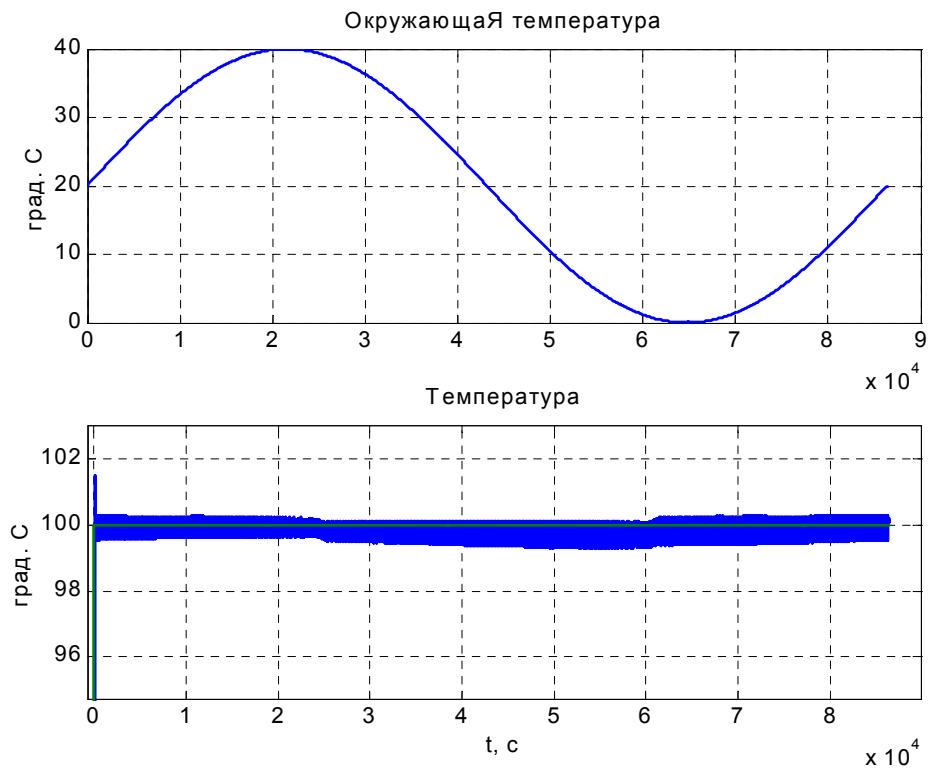


Рисунок 4.16 – Реакция САС на большое и медленное циклическое изменение параметра окружающей среды ( $T_{окр}=20^{\circ}\text{C}$ ;  $\Delta T_{окр}=20^{\circ}\text{C}$ ;  $T_{HT}=86400\text{ с}$ ;  $\theta_z=100^{\circ}\text{C}$ )

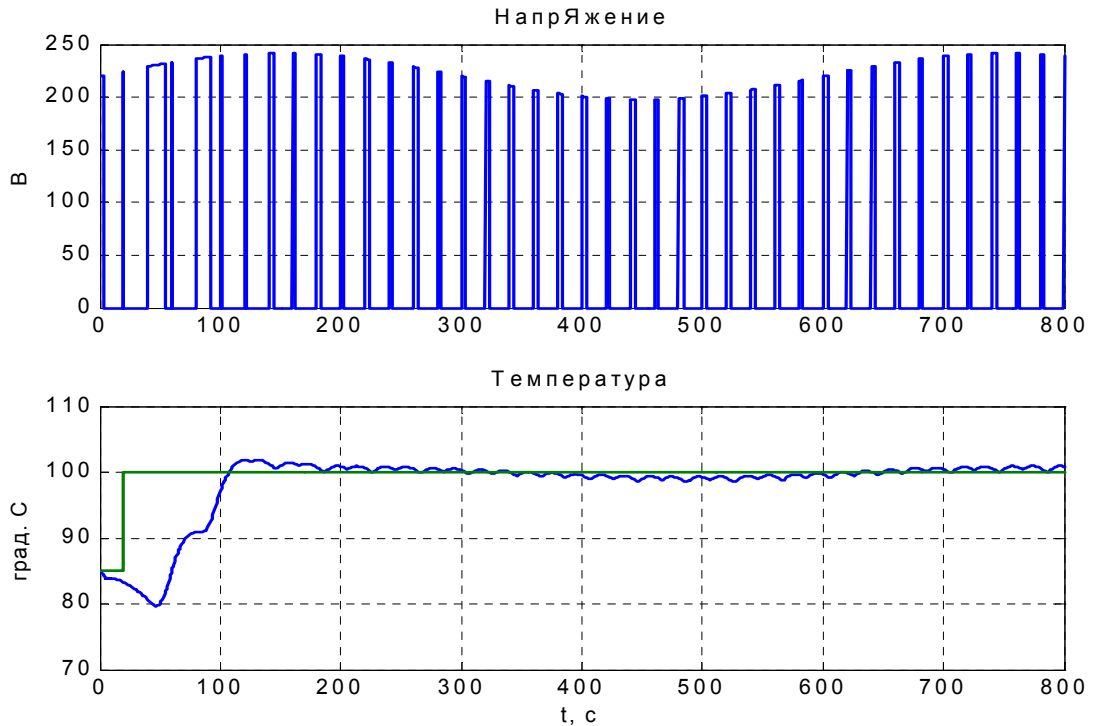


Рисунок 4.17 – Реакция САС на медленное изменение параметра окружающей среды ( $T_{окр}=20^{\circ}\text{C}$ ;  $\Delta T_{окр}=20^{\circ}\text{C}$ ;  $T_{HT}=86400\text{ c}$ ;  $\theta_z=100^{\circ}\text{C}$ ) при изменении напряжения питающей сети ( $T_{HA}=600\text{ c}$ ;  $\Delta U_c/U_c=10\%$ )

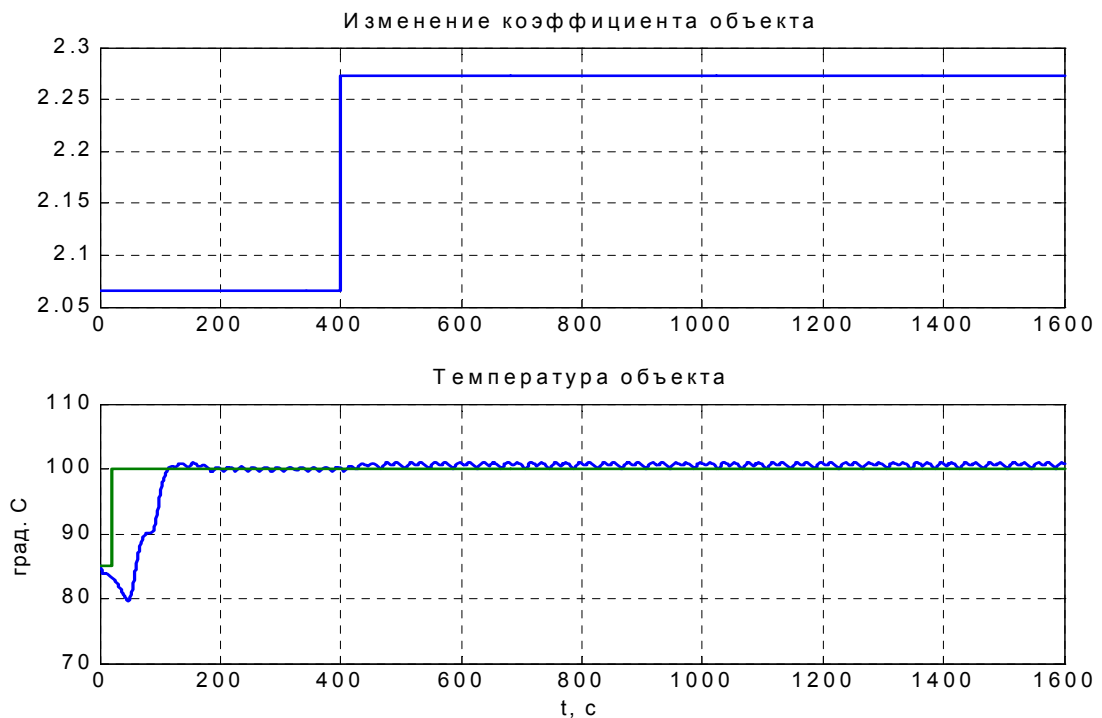


Рисунок 4.18 – Реакция САС на скачкообразное изменение параметра объекта управления ( $\Delta\rho/\rho=10\%$ )

Таким образом, квазиоптимальный регулятор позволяет решить центральную проблему, а именно – достижение заданного значения регулируемого параметра с требуемой точностью при минимальном перерегулировании.

#### 4.2.6 Вопросы устойчивости

На рисунке 4.20 показано долговременное поведение САС при одновременном воздействии нескольких дестабилизирующих факторов. Очевидна плохая устойчивость системы, проявляющаяся в затухающих колебаниях выходного параметра с частотой порядка  $3,3 \cdot 10^{-3}$  Гц и периодом, близким к наибольшей постоянной времени ОУ.

Анализ устойчивости САС является предметом отдельного исследования.

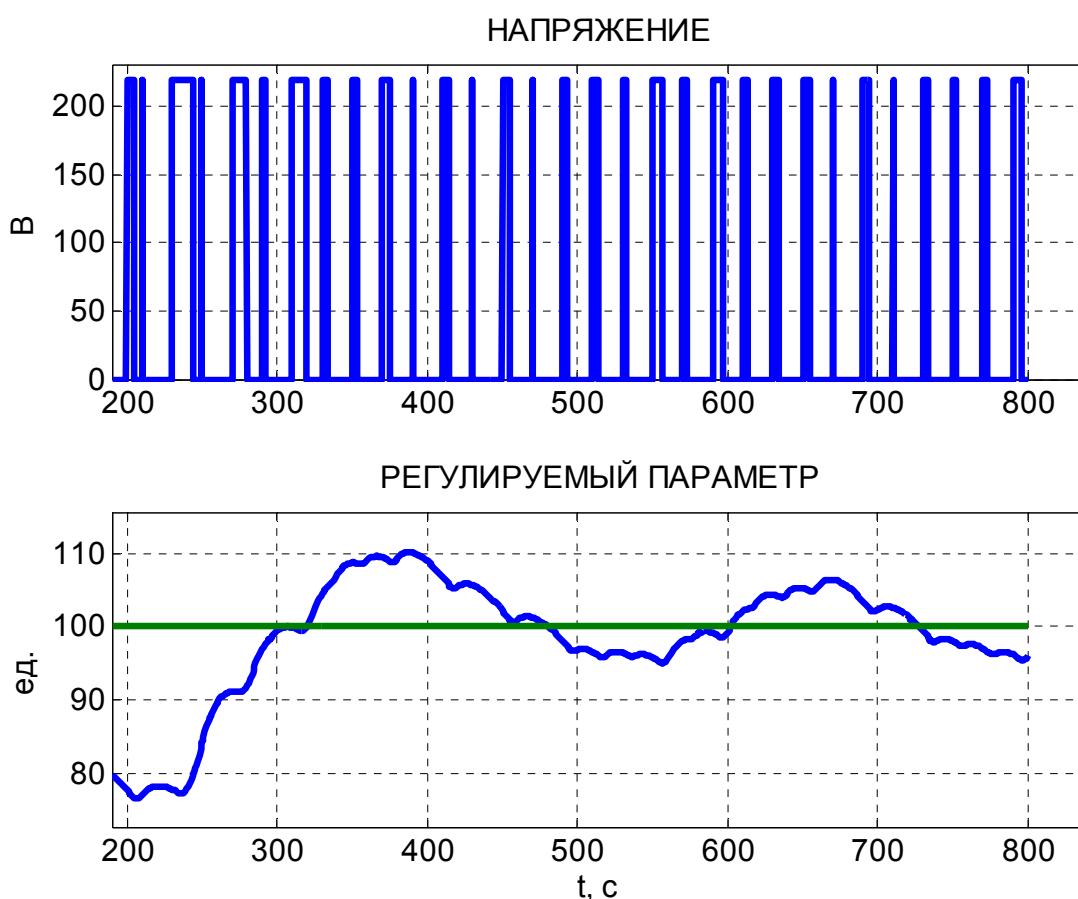


Рисунок 4.19 – Поведение САС при одновременном воздействии дестабилизирующих факторов

Здесь отметим только, что методика построения оптимального регулятора

изначально предполагает формирование с помощью системы автоматического позиционирования однократного переходного процесса, который обеспечивает попадание требуемого параметра в зону захвата САС, и изначально является устойчивым. Методы анализа и обеспечения устойчивости САС, как сравнительно широкополосной (быстродействующей, высокочастотной) САУ, работающей с малыми ошибками мало чем отличаются от тех, что используются в других подобных системах с обратной связью.

### **4.3 Алгоритм адаптации регулятора**

Современное производство непрерывно ставит задачи, для решения которых целесообразно или необходимо применение принципов адаптации (самонастройки). Наиболее интенсивно эти принципы применяются в системах автоматического управления объектами, характеристики которых заранее неизвестны, или изменяются во времени. Использование обычных принципов управления в этих обстоятельствах часто оказывается малоэффективным, поскольку в этом случае нужен слишком большой объем информации о характеристиках управляемого процесса. Адаптивные системы управления обеспечивают однократную или эпизодическую автоматическую настройку регулятора.

Другой практический смысл применения адаптивных систем – это способность непрерывно парировать дрейф характеристик объекта управления, который связан со старением (например, увеличением накипи в теплообменниках), влиянием внешней среды, реконструкцией оборудования, которое входит в технологический комплекс и т.п.

В этом случае целесообразно использование регуляторов с непрерывным процессом адаптации, принципы построения которых изложены в [70]. Моделирование систем с подобными регуляторами дает возможность на стадии разработки проверить соответствие установленных параметров выбранному критерию качества в каждый момент времени. Это позволяет построить высококачественные адаптивные системы регулирования для широкого класса промышленных объектов.

Рассмотрим возможное решение задачи моделирования и приспособления указанных систем для регулирования технологических процессов [29].

#### 4.3.1 Структура и алгоритм работы системы с адаптацией

Рассмотрим систему автоматического управления с адаптивным ПИД-регулятором с адаптацией по критической частоте колебаний системы [70], структура которой приведена на рисунке 4.20. В соответствии с известным принципом частотное разделение каналов управления и самонастройки осуществляется путем включения точно настроенного на частоту пробных колебаний заграждающего фильтра (ЗФ) в обратную связь основного контура управления системы. Заграждающий фильтр разрывает контур обратной связи на частоте критических колебаний объекта, что позволяет использовать известный метод Циглера – Николса для расчета параметров регулятора [70].

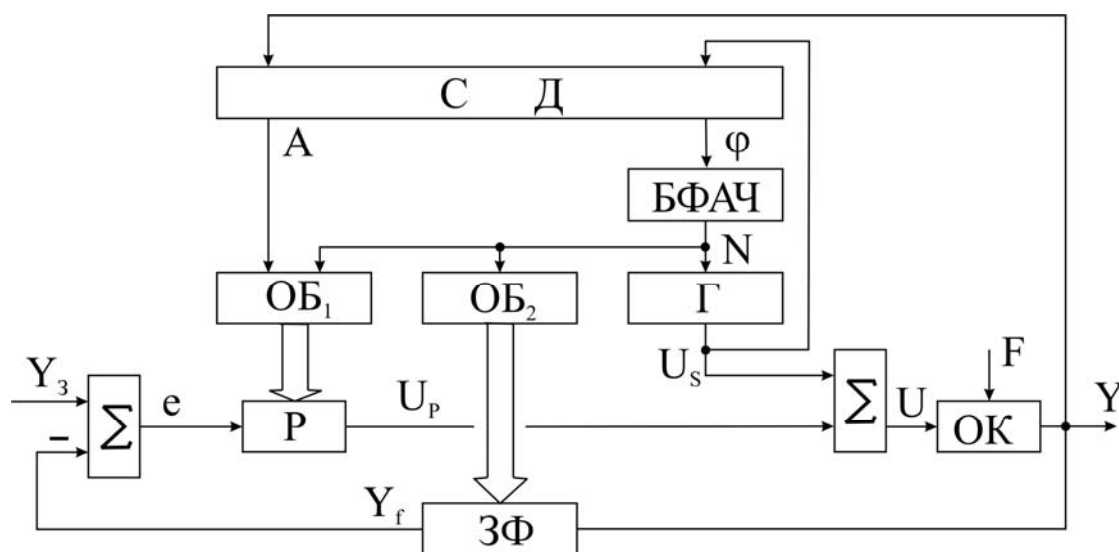


Рисунок 4.20 – Структура системы автоматического управления

На рисунке обозначены:

ОК – объект управления;  $e$  – сигнал ошибки;  $U_p$  – сигнал с регулятора;  $U_s$  – сигнал пробных колебаний;  $F$  – возмущающее воздействие;  $U$  – сигнал на входе объекта управления;  $Y_f$  – сигнал с заграждающего фильтра;  $Y_3$  – сигнал задания;  $N$  – нормированный период пробных колебаний;  $A$  – амплитуда сигнала на частоте критических колебаний объекта;  $\varphi$  – фаза сигнала на частоте кри-

тических колебаний объекта.

Отслеживание критической частоты объекта, на которой фазовый сдвиг между входом и выходом равняется  $-3,14 \text{ рад.}$ , осуществляется блоком фазовой автоподстройки частоты (БФАЧ). Блок изменяет частоту и фазу генератора синусоидальных колебаний ( $\Gamma$ ) таким образом, чтобы обеспечить этот фазовый сдвиг между входом и выходом. С помощью блока синхронного детектирования (СД) осуществляется выделение установившихся значений амплитуды и фазы пробных колебаний в исходном сигнале ( $Y$ ) объекта управления.

Уравнение динамики цифрового заграждающего фильтра второго порядка в координатах вход-выход имеет следующий вид:

$$y_f(k) = -cy_f(k-2) + b[y(k-1) - y_f(k-1)] + a[y(k-2) + y(k)], \quad (4.23)$$

где  $y(k)$  – сигнал на входе фильтра;

$y_f(k)$  – сигнал на его выходе;

$a, b, c$  – коэффициенты ЗФ.

Отрицательное влияние динамики заграждающего фильтра на запас устойчивости в системе надо учесть при расчете параметров регулятора. Экспериментально установлено, что для объекта первого порядка с запаздыванием формулы Циглера – Николса для расчета параметров регулятора должны быть скорректированы следующим образом:

$$K_p = 0,6/(k A_{кр}), \quad (4.24)$$

$$T_u = 0,65 T_{кр}, \quad (4.25)$$

$$T_\delta = 0,1625 T_{кр}, \quad (4.26)$$

где  $k$  – коэффициент коррекции (в данном случае  $k = 1,3$ );

$A_{кр}$  – амплитуда критических колебаний объекта управления;

$T_{кр}$  – период критических колебаний объекта управления.

Примем во внимание, что для объекта второго порядка с запаздыванием

коэффициент коррекции составляет  $k=1,6$ , поскольку увеличивается усиление объекта при сдвиге влево его критической частоты колебаний [74].

Рассмотрим алгоритмы работы основных блоков адаптивной системы управления. Коэффициенты ПИД-регулятора (Р) высчитываются вычислительным блоком ОБ<sub>1</sub> по выражениям (4.24)...(4.26). Расчет коэффициентов ЗФ (4.23) осуществляется в вычислительном блоке ОБ<sub>2</sub> следующим образом:

$$\begin{aligned} a &= \frac{(1 + \omega^2)}{f}, \\ b &= \frac{2(1 - \omega^2)}{f}, \\ c &= \frac{1 - \omega/D + \omega^2}{f}, \end{aligned} \quad (4.27)$$

где  $D$  – добротность заграждающего фильтра;

$$f = 1 + \frac{\omega}{D} + \omega^2;$$

$\omega$  – круговая частота.

Чем больше значение  $D$ , тем меньше влияние заграждающего фильтра на динамику системы. Одновременно уменьшается скорость затухания пробной составляющей в заграждающем фильтре, что приводит к увеличению времени самонастройки в системе [74].

В блоке СД вычисляется синусная  $A_S$  и косинусная  $A_C$  составляющие вектора амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) объекта на текущей ( $j$ -той) частоте пробных колебаний:

$$\begin{aligned} A_S(j) &= \sum_{i=0}^{nN_j} \frac{Y(i) \sin(\alpha_i)}{nN_j}, \\ A_C(j) &= \sum_{i=0}^{nN_j} \frac{Y(i) \cos(\alpha_i)}{nN_j}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

где  $i$  – момент квантования;

$Y(i)$  – сигнал на входе синхронного детектора в  $i$ -й момент;

$n$  – количество анализируемых периодов пробных колебаний;

$N_j$  – нормированный период пробных колебаний, который равен отношению периода пробных колебаний к периоду квантования.

Дискретный аргумент функций в диапазоне *от 0 до  $2\pi$*  вычисляется по:

$$\alpha_{i+1} = \alpha_i + \frac{2\pi}{N_j}. \quad (4.29)$$

Текущие значения амплитуды и фазы пробных колебаний определяются:

$$\begin{aligned} A_T(j) &= 2\sqrt{A_S^2(j) + A_C^2(j)}, \\ \varphi_T(j) &= \operatorname{arctg} \frac{A_C(j)}{A_S(j)}. \end{aligned} \quad (4.30)$$

Учитывая то, что почти все промышленные объекты управления вносят отрицательные фазовые сдвиги с увеличением частоты пробных колебаний, проведем уточнение текущего значения фазы по условиям:

если  $A_S < 0$ , то  $\varphi_T(j) = \varphi_T(j) - \pi$ ;

если  $A_S \geq 0$  и  $A_C \geq 0$ , то  $\varphi_T(j) = \varphi_T(j) - 2\pi$ .

Для уменьшения дисперсии оценок амплитуды и фазы в блоке СД используется фильтр скользящего среднего по 2...5 текущим значениям величин  $A_T(j)$  и  $\varphi_T(j)$ . Выходные величины этих фильтров – переменные  $A$  и  $\varphi$ .

Для оценки установившихся значений амплитуды и фазы в блоке СД измеряются также погрешности на каждом анализируемом интервале (4.31). Если эти величины находятся в определенном поле допуска, то логический блок разрешает работу вычислительных блоков ОБ<sub>1</sub> и ОБ<sub>2</sub>.

$$\begin{aligned} \delta A(j) &= \left| \frac{A(j) - A(j-1)}{A(j)} \right|, \\ \delta \varphi(j) &= \left| \frac{\varphi(j) - \varphi(j-1)}{\varphi(j)} \right|. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Блок фазовой автоподстройки частоты, работая по интегральному закону управления (4.32), изменяет нормированный период колебаний  $N$  цифрового



генератора синусоидальных колебаний таким образом, чтобы поддерживать текущий фазовый сдвиг на заданном уровне  $\varphi_C = -\pi$ :

$$N(j+1) = N(j) \left( \frac{b\varphi(j)}{\varphi_3} + (1-b) \right), \quad (4.32)$$

где  $b = 0,5 \dots 1,5$  – коэффициент усиления контура регулирования.

При этом под значением  $\varphi(j)$  понимается установившееся значение фазового сдвига на  $j$ -ом периоде пробных колебаний [70].

#### 4.3.2 Моделирование адаптивного ПИД-регулятора

Модель адаптивного ПИД-регулятора с настройкой по критической частотой колебаний системы, которая построена с использованием программы *Simulink* пакета *MATLAB*, изображена на рисунке 4.21.

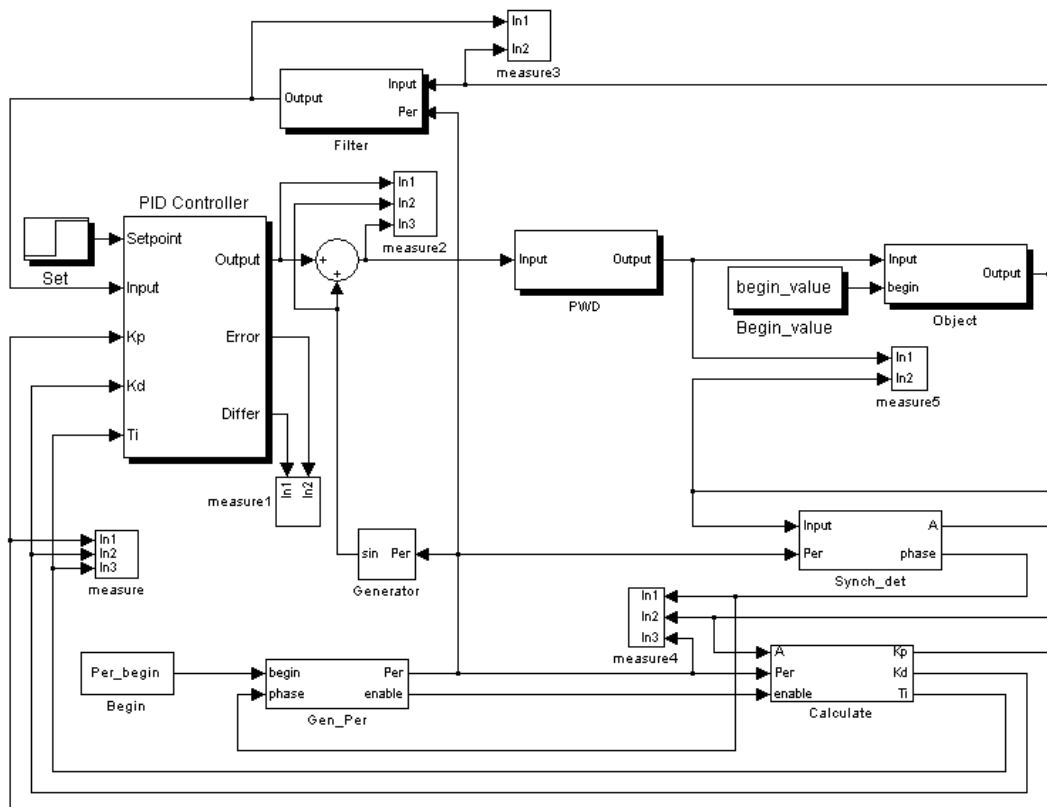


Рисунок 4.21 – Модель САУ с адаптивным ПИД-регулятором

Важнейшим блоком модели является ПИД-регулятор (PID Controller), который содержит элемент сравнения сигнала обратной связи и сигнала задания

(Set). В выходной сигнал регулятора с помощью сумматора вносятся пробные колебания с выхода генератора (Generator). Регулирующий сигнал вместе с пробными колебаниями подается на вход (Input) блока широтно-импульсной модуляции (PWD).

Выходной сигнал из PWD подается на первый вход (Input) объекта управления (Object); ко второму его входу приложено возмущающее воздействие (Begin\_value). Сигнал с выхода объекта управления обратно подается на первый вход (Input) заграждающего фильтра (Filter). На втором его входе (Per) присутствует сигнал о периоде пробных колебаний, вырабатываемый генератором (Gen\_Per) и используемый для настройки коэффициентов ЗФ. С выхода ЗФ (Output) обработанный сигнал обратной связи попадает на вход ПИД-регулятора, где сравнивается с сигналом задания.

Сигнал с выхода объекта управления по контуру самонастройки также подается на первый вход (Input) блока синхронного детектирования (Synch\_det), на второй вход которого поступает сигнал о периоде пробных колебаний (Per). Задача блока синхронного детектирования – определение коэффициента усиления амплитуды пробных колебаний (A) и значения сдвига фазы пробных колебаний (phase) объектом управления.

Величина сдвига фазы пробных колебаний в выходном сигнале объекта управления с выхода блока синхронного детектирования подается на вход блока фазовой автоподстройки частоты (Gen\_Per). На другой вход этого же блока подается сигнал, размах которого равен величине начального периода пробных колебаний (begin). Задача данного блока – отслеживание частоты пробных колебаний, на которой фазовый сдвиг этих колебаний между входом и выходом объекта управления равняется определенному заданному значению. Выходом данного блока является сигнал, равный периоду пробных колебаний на текущем шаге моделирования. Этот сигнал подается на входы блоков Filter, Synch\_det генератора пробных колебаний (Generator), вычислительного блока (Calculate). Блок генератора пробных колебаний, исходя из значения входного сигнала, который равняется величине периода пробных колебаний, генерирует

синусоидальный сигнал. Этот сигнал и является пробным.

Вычислительный блок рассчитывает параметры ПИД-регулятора  $K_p$ ,  $K_d$ ,  $T_i$ , исходя из значений сигналов коэффициента усиления амплитуды и периода пробных колебаний, величины которых поступают на входы (A и Per) данного блока. На третий вход блока подается сигнал разрешения работы контура адаптации (enable). Генератор сигнала (Set) моделирует управляющее воздействие задатчика. Блоки измерения (measure...measure5) служат для построения диаграмм исследуемых сигналов и их записи в рабочую область MATLAB.

Для квазистационарных объектов управления целесообразно периодически включать контур самонастройки. Периодичность определяется скоростью дрейфа параметров объекта. Для нестационарных объектов необходима непрерывная работа контура адаптации и расчет параметров регулятора по скорректированным формулам Циглера-Николса.

#### 4.3.3 Усовершенствованный алгоритм адаптации

В результате испытаний модели для ускорения процесса адаптации был изменен алгоритм определения нового периода пробных колебаний (4.32) на участке фазочастотной характеристики, где фазовый сдвиг этих колебаний лежит в диапазоне  $-3,2 < \varphi < -2,8 \text{ рад}$ . Определение периода пробных колебаний базируется на предположении, что на вышеупомянутом участке фазочастотная характеристика изменяется линейно. Поэтому по двум точкам можно рассчитать период критических колебаний. Расчет происходит следующим образом:

$$T_{new} = T_{in} + \frac{0,8 \cdot (T_b - T_{in})(\varphi_3 - \varphi_{in})}{\varphi_b - \varphi_{in}}, \quad (4.33)$$

$$T_{new} = T_{in} + \frac{1,25 \cdot (T_b - T_{in})(\varphi_3 - \varphi_{in})}{\varphi_b - \varphi_{in}}, \quad (4.34)$$

$$T_{new} = T_{in} + \frac{(T_b - T_{in})(\varphi_s - \varphi_{in})}{\varphi_b - \varphi_{in}}, \quad (4.35)$$

где  $T_{new}$  – период пробных колебаний, которые рассчитывается;

$T_{in}$  – период пробных колебаний на предыдущем шаге работы;

$T_b$  – период пробных колебаний на текущем шаге работы;

$\varphi_s$  – заданный фазовый сдвиг пробных колебаний;

$\varphi_{in}$  – фазовый сдвиг пробных колебаний на предыдущем шаге;

$\varphi_b$  – фазовый сдвиг пробных колебаний на текущем шаге работы.

В данном алгоритме выражение (4.33) применяется на участке фазочастотной характеристики, где фазовый сдвиг пробных колебаний, как на текущем, так и на предыдущем шаге работы канала адаптации  $-\pi < \varphi < -2,8 \text{ рад}$ . Равенство (4.34) используют там, где фазовый сдвиг пробных колебаний на обоих вышеупомянутых шагах работы канала адаптации составляет  $-3,2 \text{ рад}$ .  $< \varphi < -\pi$ . Выражение (4.35) подходит для участка, где фазовый сдвиг пробных колебаний на одном из шагов работы канала адаптации (текущем или предыдущем) больше заданного  $-\pi$  и меньше, чем  $-2,8 \text{ рад}$ . На другом шаге работы канала адаптации (предыдущем или текущем) этот фазовый сдвиг больше, чем  $-3,2 \text{ рад}$ . и меньше, чем заданный  $-\pi$ . Коэффициенты  $0,8$  и  $1,25$  в (4.33) и (4.34), соответственно, получены по результатам моделирования и учитывают нелинейность, характерную для фазочастотной характеристики широких классов ОУ.

Изменение алгоритма определения нового периода пробных колебаний позволяет уменьшить время адаптации почти втрое.

#### 4.3.4 Анализ работы адаптивного регулятора

Результаты моделирования, выполненного для ОУ, передаточная функция которого имеет вид (4.36), изображены на рисунках 4.22 и 4.23.

$$W(p) = \frac{1}{(350p + 1)(20p + 1)}. \quad (4.36)$$

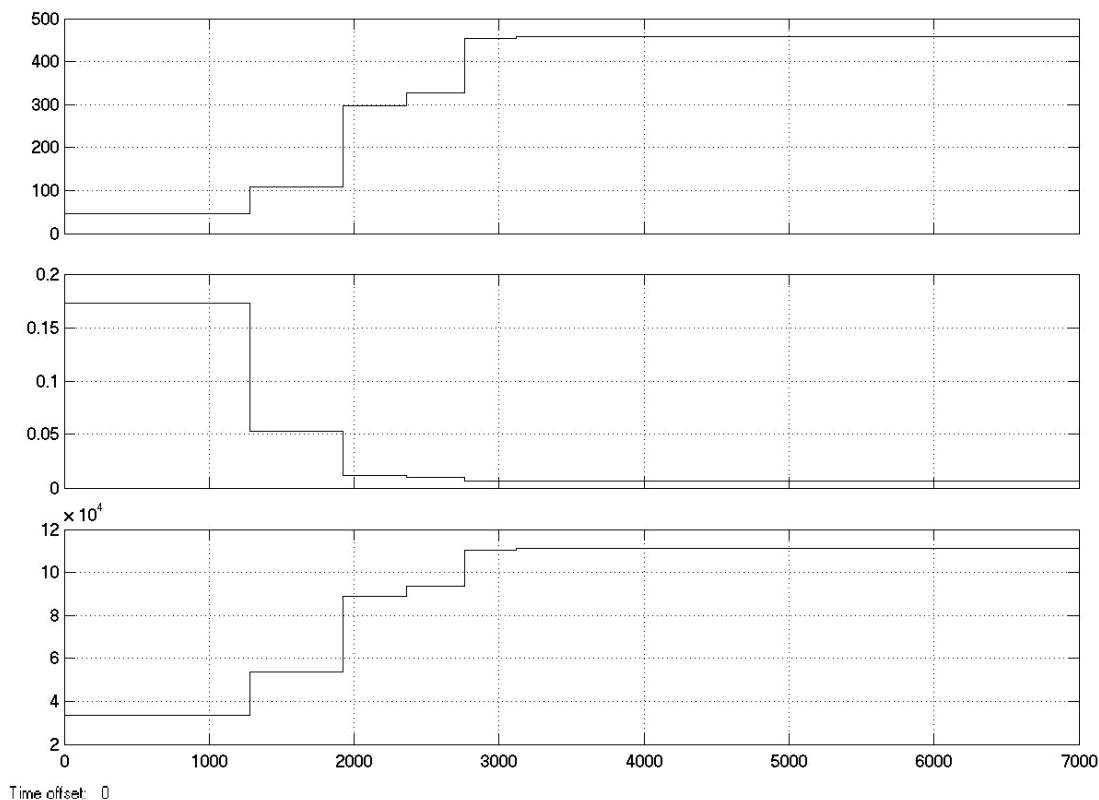


Рисунок 4.22 – Изменение коэффициентов ПИД-регулятора

Из рисунка 4.22 видно, как система адаптации со временем изменяет параметры ПИД-регулятора, пока не выйдет на их постоянные значения (после  $t = 2700$  с). Это свидетельствует о том, что найдена нужная частота критических колебаний, и в дальнейшем (при постоянных параметрах объекта управления), адаптация происходить не будет. В данной системе это произошло через четыре шага работы канала адаптации.

Выход системы – сигнал с заграждающего фильтра  $U$  – изображен на рисунке 4.23. Сигнал задания – скачок регулируемого параметра величиной от нуля до двухсот единиц в момент времени  $50$  с.

Как видно из данного рисунка, система постепенно с помощью канала адаптации самонастраивается на параметры, благодаря которым в исходном сигнале исчезает статическая ошибка регулирования.

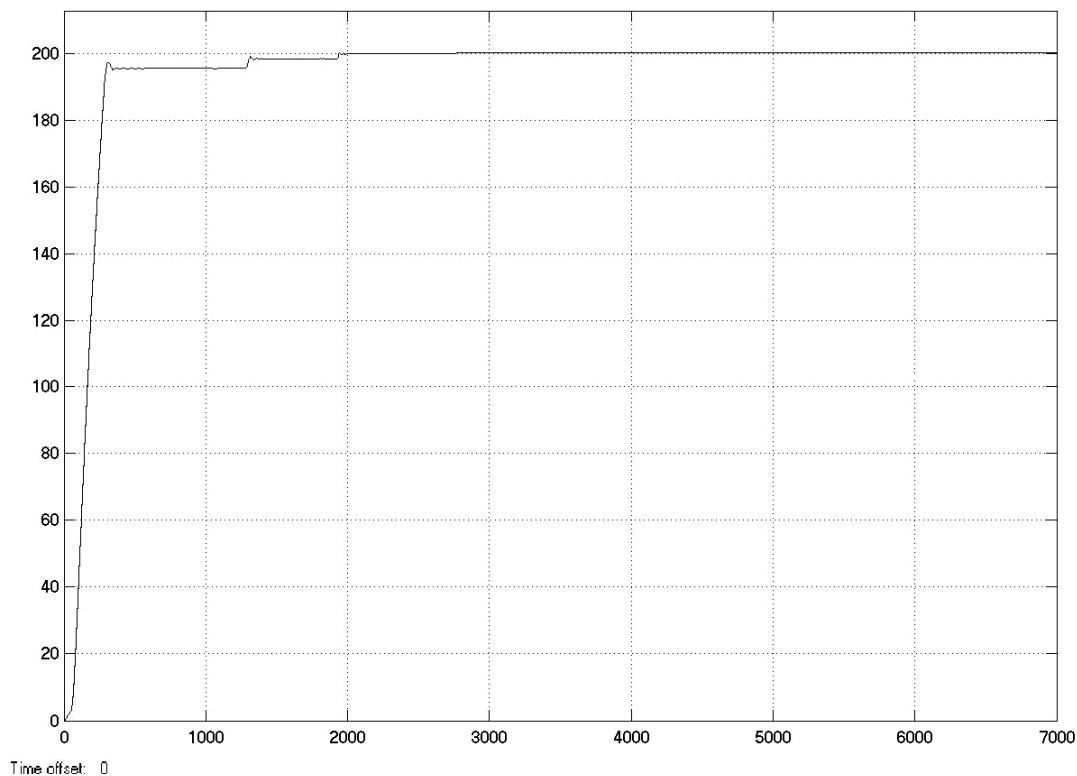


Рисунок 4.23 – Выходной сигнал заграждающего фильтра

#### 4.4 Форсированные алгоритмы квазиоптимального регулятора

Современный промышленный контроллер, используемый для автоматизации производственных и технологических процессов, содержит микропроцессорный регулятор, интерфейсы с объектом управления и датчиками обратной связи, а также человеко-машинный интерфейс. Эффективность производственного процесса решающим образом определяется качеством заложенного в регулятор алгоритма.

Основным алгоритмом, применяемым на производстве, остается ПИД-алгоритм, который сегодня можно считать классическим. Важнейшая проблема использования этого алгоритма, как говорилось ранее – настройка регулятора (раздел 1), т.е. выбор коэффициентов, которые бы обеспечили требуемое качество переходных процессов. Известные методы настройки ПИД-регулятора (такие, как метод Циглера-Николса и др.) по существу, представляют собой набор

эмпирических правил, базирующихся на оценке параметров объекта регулирования по результатам идентификационного эксперимента.

Механизм построения нечетких регуляторов, активно исследовавшихся в 80-е – 90-е годы XX ст., и внедряемых в ряд устройств бытовой техники, в принципе, отвергает необходимость знания или оценки свойств реального управляемого объекта. По существу, эти регуляторы представляют собой разновидность табличных регуляторов, в которых построение таблиц значений управляющих воздействий базируется на специально разработанном аппарате, что позволяет сократить объем таблиц поиска, а также учесть дополнительные факторы (первую и вторую разность ошибки и др.). Даже известные (или заданные) изменения параметров нагрузки и возмущения в широком диапазоне неизбежно ставят вопрос, например, о правомочности выбора функций принадлежности, либо приводят к необходимости перестройки управляющих правил. К сожалению, на стадии проектирования регулятора предусмотреть многие возможные ситуации не представляется возможным, и для перестройки алгоритма неизбежно возникает потребность в проведении дополнительных экспериментов с привлечением разработчика.

Вероятно, определенные перспективы в рассматриваемой сфере применения имеют системы, основанные на концепции экспертных систем, в том числе, – нейрорегуляторы. Однако требуемые для их построения ресурсы таковы, что в ближайшее время не следует ожидать широкого использования подобных устройств в распределенных системах управления производством, реализованных, как правило, на МК с весьма ограниченным объемом адресуемой памяти.

По-прежнему наилучшее качество переходного процесса сегодня можно обеспечить в замкнутой системе управления, использующей в своей структуре опорную модель. Одной из разновидностей такого регулятора является квазиоптимальный регулятор, концепция построения которого приведена в [15].

Дальнейшее совершенствование алгоритма работы квазиоптимального регулятора выполним в направлении повышения динамических характеристик.

#### 4.4.1 Базовый алгоритм

Квазиоптимальные промышленные регуляторы с автоматической параметрической идентификацией объекта управления обеспечивают хорошее качество переходного процесса регулируемого параметра при априори неизвестных характеристиках объекта, но относительно стабильных условиях работы. Резкое изменение параметров окружающей среды существенно изменяет свойства объекта и, как следствие, ухудшает динамику системы.

Базовый алгоритм работы квазиоптимального регулятора приведен в [15], а в [33] рассмотрены вопросы практической реализации важнейшего звена настройки – параметрической идентификации объекта управления. Объект управления с передаточной функцией второго порядка

$$G(p) = \frac{\rho e^{-p\tau}}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)} \quad (4.37)$$

из исходного состояния  $\theta[0]$  можно перевести в конечное  $\theta_z$  за два шага дискретизации длительностью  $h_p$  каждый. Если используется силовой ключ, подсоединенный к сети переменного тока и управляемый с помощью широтно-импульсного модулятора, то выходной величиной регулятора является коэффициент заполнения  $Q$ . При задании в виде единичного ступенчатого воздействия квазиоптимальный цифровой регулятор САП формирует следующие управляющие сигналы для широтно-импульсного ключа:

- 1)  $Q[0] = K_0 \cdot Err[0] + Q_N$  в течение первого шага регулирования  $h_p$ ;
- 2)  $Q[1] = K_1 \cdot Err[0] + Q_N$  в течение второго шага регулирования  $h_p$ ;
- 3)  $Q[v] = K_2 \cdot Err[0] + Q_N$  остальное время (вплоть до включения САС).

Здесь  $Err[0] = \theta_z - \theta[0]$  – ошибка на входе в начале регулирования;

$$K_0 = \frac{K_2}{(1-A)(1-B)};$$

$$K_1 = \frac{K_2(1-A-B)}{(1-A)(1-B)};$$

$$K_2 = \frac{Q_m}{\rho U};$$



$\nu \geq 2$  – номер шага дискретизации;

$Q_m$  – максимальный коэффициент заполнения;

$$A = e^{-\frac{h_p}{T_1}}; \quad B = e^{-\frac{h_p}{T_2}};$$

$U$  – среднеквадратическое значение сетевого напряжения;

$Q_N = K_2 \cdot (\theta - \theta_{okr})$  – интегральная составляющая управляющего воздействия, обусловленная неравновесными условиями в объекте управления;

$\theta$  – текущая величина регулируемого параметра;

$\theta_{okr}$  – текущая величина параметра окружающей среды.

Коэффициенты регулирования  $K_0$ ,  $K_1$  и  $K_2$  определяются по результатам идентификационных экспериментов. Тогда же выбирается и длительность шага позиционирования  $h_p$ .

На рисунке 4.24 приведен пример поведения конкретного объекта управления при оптимальных воздействиях для случая, когда заданное значение регулируемого параметра составляет  $\theta_z = 100$  ед.

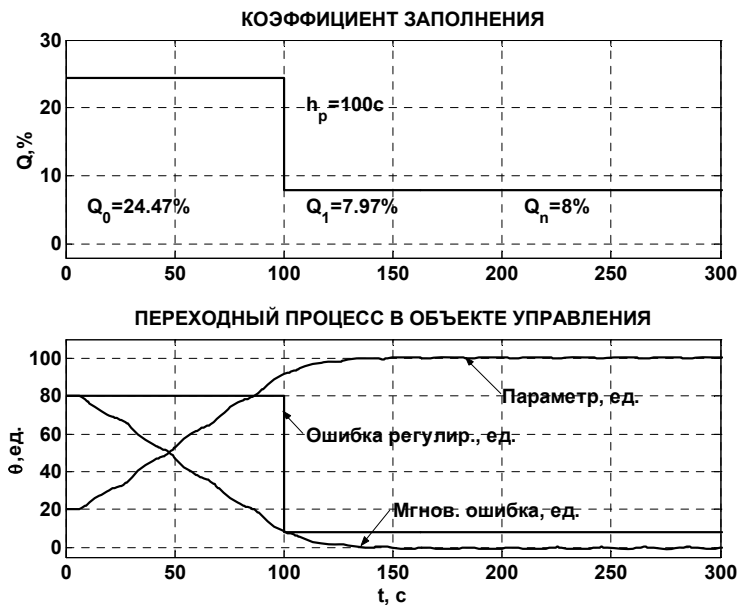


Рисунок 4.24 – Поведение ОУ при оптимальных воздействиях для  $\theta_z = 100$  ед.

Особенностью базового алгоритма является его разомкнутость на этапе регулирования (все равно – позиционирования или слежения). Действительно, для выработки управляющего воздействия, как на первом, так и на втором шаге

регулирования (т.е. при  $v = 0$  или  $1$ ), используется величина ошибки, которая определена еще в начале регулирования, т.е.  $Err[0]$ . При работе с медленными объектами и автоматическом выборе на этапе идентификации относительно длительного шага регулирования, в течение которого возможны влияния дестабилизирующих факторов, а также неизбежных на практике погрешностей идентификации, возникает дополнительная составляющая ошибки установления.

#### 4.4.2 Управление с оценкой текущей ошибки

В основе модернизированного алгоритма лежит использование для формирования управляющего воздействия на каждом последующем шаге регулирования уточненного значения ошибки  $Err[v] = \theta_z - \theta[v]$ , снимаемого в конце предыдущего шага ( $v \geq 1$ ). Так, для примера, рассмотренного на рисунке 4.24, ошибка в конце нулевого шага (в идеальном случае) составит

$$Err[1] = \frac{T_1 B(1-A) - T_2 A(1-B)}{(T_2 - T_1)(1-A)(1-B)}. \quad (4.38)$$

В реальном регуляторе формирование управляющих воздействий так, как было показано выше, вследствие внешних возмущений может оказаться неэффективным. Зато, в случае использования не теоретического значения ошибки (4.38), а измеренного  $Err[1]$ , можно улучшить динамические свойства. В этом случае алгоритм позиционирования, например, приобретет следующий вид:

- 1)  $Q[0] = K_0 \cdot Err[0] + Q_N$  в течение 1-го шага регулирования ( $0 \leq t \leq h_p$ );
- 2)  $Q[1] = K_{11} \cdot Err[1] + Q_N$  в течение 2-го шага регулирования ( $h_p \leq t \leq 2h_p$ ).

Величину коэффициента регулирования на втором шаге можно определить, выполнив ряд преобразований над выражениями для соответствующего коэффициента в [39]:

$$K_{11} = \frac{(T_2 - T_1)(1-A-B)}{\rho[(T_2 - T_1)AB - T_2 A + T_1 B]}. \quad (4.39)$$

Ключевым коэффициентом квазиоптимального цифрового регулятора является  $K_2$ , определяющий связь между установившимся значением регулируе-

мого параметра объекта при отсутствии дестабилизирующих факторов  $\theta_y$  и тем значением сигнала мощности  $Q$ , которое обуславливает этот уровень

$$K_2 = \frac{Q}{\theta_y}. \quad (4.40)$$

Возможно косвенное измерение  $K_2$  в смонтированной системе, если доступно прямое измерение  $\theta_y$  спустя некоторое время установления после подачи на объект управления конкретного регулирующего сигнала с известным уровнем мощности  $Q$ . Поэтому в квазиоптимальных регуляторах целесообразно выражать значения других параметров через  $K_2$ , что сокращает затраты на идентификацию, а также потребные для регулирования ресурсы. После выражения коэффициента передачи модели  $\rho$  в (4.37) через известные параметры системы коэффициент регулирования на втором шаге составит

$$K_{11} = \frac{Q_m(T_2 - T_1)(1 - A - B)}{K_2 U [(T_2 - T_1)AB - T_2 A + T_1 B]}. \quad (4.41)$$

#### 4.4.3 Несимметричное управление

Система автоматического позиционирования (САП) является первым звеном САУ промышленного регулятора, предназначенным для отработки задания по регулируемому параметру, а также грубых возмущений за минимальное время и с минимальным перерегулированием. САП представляет собой одноконтурную цифровую САУ, содержащую оптимальный цифровой регулятор.

Если сигнал задания  $\theta_z$  меньше текущего значения регулируемого параметра  $\theta$ , то рассогласование  $\varepsilon[n] = \theta_z - \theta < 0$  и, в соответствии с алгоритмом работы оптимального цифрового регулятора на первом шаге вырабатываемый сигнал управления может также оказаться отрицательным. Это возможно в случае выполнения условия

$$K_0 \cdot (\theta_z - \theta) + K_2 \cdot (\theta - \theta_{okr}) < 0 \text{ или } \theta_z < \theta - K_2 / K_0 \cdot (\theta - \theta_{okr}). \quad (4.42)$$

Множество производственных систем представляют собой системы не-

симметричного управления, в которых недопустимо использование отрицательных воздействий на объект управления. В качестве примера можно привести устройства термостатирования, в которых отсутствует принудительное охлаждение, устройства поддержания повышенного давления или влажности с регулируемым нагнетанием рабочего тела и т.п. Для снижения уровня регулируемого параметра до требуемой величины в таких случаях используется подача малых положительных или нулевых уровней сигнала управления.

Подобную картину можно наблюдать при ШИМ-регулировании, когда коэффициент заполнения, а также сигнал мощности управления может лежать в диапазоне только положительных значений от 0 до 100%.

Предположим, что ОУ находится в состоянии равновесия с окружающей средой, а регулируемый параметр поддерживается на заданном уровне  $\theta$ . При этом регулятор вырабатывает воздействие

$$Q_N = K_2 \cdot (\theta - \theta_{окр}). \quad (4.43)$$

Если сейчас на вход системы позиционирования подать сигнал задания  $\theta_z$ , удовлетворяющий условию (4.42), то регулятор должен был бы в течение первого шага позиционирования  $h_p$  сформировать отрицательное воздействие

$$Q_0 = K_0 \cdot (\theta_z - \theta) + K_2 \cdot (\theta - \theta_{окр}). \quad (4.44)$$

На рисунке 4.25 проиллюстрирован идеализированный случай при работе симметричного аналогового регулятора. В качестве примера рассмотрен переход от значения регулируемого параметра 100 ед. к значению 50 ед., причем соответствующее значение параметра окружающей среды составляет 20 ед. Как видно из нижней временной диаграммы, регулируемый параметр по оптимальной траектории достигает заданного значения за два шага регулирования  $h_p$ .

Достичь подобного результата в реальной системе невозможно, поскольку на временном интервале  $[100, 200]$  с необходимо сформировать отрицательный управляющий сигнал. Вместо этого в ШИМ-системе можно идти по одному из двух возможных путей:

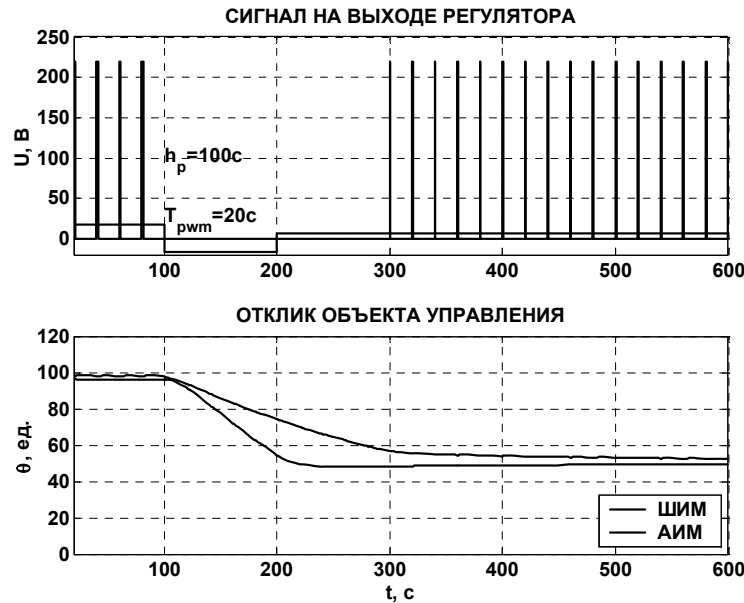


Рисунок 4.25 – Идеализированная работа симметричного аналогового регулятора

1) реализовать итерационную процедуру, состоящую из ряда (двух и более) квазиоптимальных процессов, в течение которых объект регулирования постепенно окажется в точке задания [15];

2) «затормозить» объект путем подачи на него воздействия с нулевым коэффициентом заполнения за один шаг регулирования, но большей, чем стандартное значение  $h_p$ , длительности.

Очевидно, что первый вариант обеспечивается ценой повышенных временных затрат. Рассмотрим возможный путь реализации второй процедуры.

С целью максимального упрощения процедуры вычисления длительности шага торможения воспользуемся энергетическими соображениями. Пусть в установившемся равновесном режиме на объект управления подавалась мощность, определяемая коэффициентом заполнения  $Q_N$  (рисунке 4.26).

Пусть при позиционировании «вниз» требуется вычисленное значение коэффициента заполнения на первом шаге  $Q_0 < 0$ . Поскольку стандартная длительность шага регулирования составляет  $h_p$ , «позитивная» площадь под кривой воздействия составляет величину

$$S_P = Q_N h_p,$$

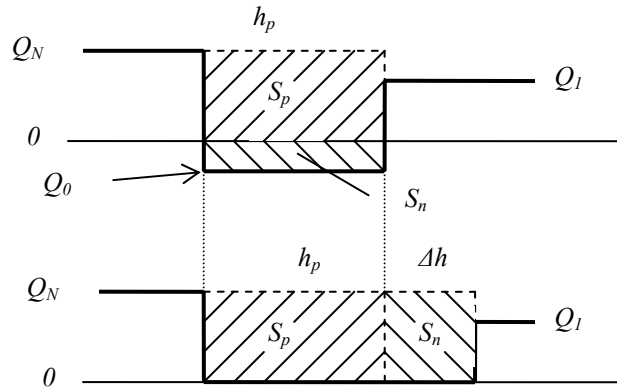


Рисунок 4.26 – Пояснение процедуры вычисления длительности шага торможения

а «негативная» –

$$S_N = -Q_0 h_p = Q_N \Delta h.$$

Здесь  $\Delta h$  – приращение шага регулирования, компенсирующее нулевым коэффициентом заполнения расчетное отрицательное значение.

Если придерживаться «баланса площадей», то можно показать, что при позиционировании «вниз» длительность шага торможения составит

$$h_0 = h_p + \Delta h = h_p(1 - Q_0 / Q_N).$$

Применение выражений (4.43) и (4.44) позволяет получить формулу для  $h_0$  в удобной для практической реализации форме:

$$h_0 = -\frac{K_0 \text{Err}[0]}{Q_N} h_p. \quad (4.45)$$

Результат моделирования ШИМ-системы приведен на рисунке 4.25. Расчетная длительность удлиненного шага регулирования для эквивалентного АИМ примера составила  $h_0 = 191$  с, что почти в два раза превышает стандартную для данного регулятора величину. Анализ переходного процесса показывает, что предложенный метод регулирования «вниз» дает удовлетворительные результаты. Использование описанного подхода целесообразно в системе позиционирования, т.к. последующий алгоритм слежения при малых ошибке и дрейфе регулируемого параметра позволит добиться требуемой точности.

## 4.5 Выводы

1. Исходя из передаточной функции ОУ, получены выражения для коэффициентов ОЦР, синтезирована модель САП. Предложен алгоритм расчета управляющих воздействий (амплитудно-импульсная и широтно-импульсная модуляция). Построенные переходные процессы в разомкнутом режиме, отсутствии дестабилизирующих факторов и жестко заданном программном воздействии подтверждают возможность получения хорошего переходного процесса.

2. Проанализированы источники ошибок слежения и разработана структура, алгоритмы работы и схема моделирования системы слежения. Произведен анализ качества ее работы, и продемонстрированы возможности отработки рассогласования с заданной точностью, а также адекватной реакции на дестабилизирующие факторы.

3. Рассмотрена структура, разработана модель регулятора с адаптацией по критической частоте колебаний и предложен новый алгоритм определения периода пробных колебаний, который позволяет уменьшить время адаптации. На основе испытаний модели доказана эффективность данного алгоритма и скорректированы формулы вычисления параметров регулятора. Решение задачи определения текущего значения амплитуды и фазы введенных на критической частоте принудительных пробных колебаний в исходном сигнале управления дает возможность во время работы в номинальном режиме настраивать регулятор на заданное качество переходного процесса.

4. Проанализирован один из недостатков базового алгоритма квазиоптимального регулирования, заключающийся в его разомкнутости в процессе формирования управляющего воздействия. Получено значение для коэффициента регулирования на втором шаге, позволяющее улучшить динамические характеристики системы. Рассмотрен подход к формированию отрицательного управляющего воздействия в несимметричных системах, обеспечивающий необходимый для системы автоматического слежения результат.

## РАЗДЕЛ 5

### НЕЙРОННЫЕ СЕТИ В УПРАВЛЕНИИ И ИДЕНТИФИКАЦИИ ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

Промышленные регуляторы широко используются в составе замкнутых систем автоматического управления – основного компонента средств комплексной автоматизации производственных процессов. Задача совершенствования таких регуляторов сохраняет актуальность в связи с ростом разнообразных требований к современному производству: от сугубо технико-экономических до считавшихся до недавнего времени экзотическими инженерно-психологических или экологических.

Описанные в [33] квазиоптимальные промышленные регуляторы обеспечивают хорошее качество переходного процесса в широком диапазоне заданий на регулирование и возмущающих воздействий. Важнейшим свойством квазиоптимального регулятора является его инвариантность к объекту управления (ОУ), обеспечивающая универсальность применения, упрощающая его настройку на конкретном производственном участке и, соответственно, повышающая серийность, расширяющая рынок сбыта.

Дальнейшее расширение видов допустимых ОУ может обеспечить использование интеллектуальных систем управления и, в частности, искусственных нейронных сетей (ИНС). Целью данного раздела является использование, как общего подхода, так и частных методов ИНС для имплементации в квазиоптимальный регулятор.

#### 5.1 Задача идентификации объекта управления

Параметры реальной промышленной электромеханической системы, составной частью которой является двигатель постоянного тока, изменяются в процессе функционирования вследствие разнообразных внешних и внутренних факторов. В таких случаях классический регулятор с постоянными коэффици-



ентами не может обеспечить заданное качество функционирования. Это приводит к необходимости применения более сложного адаптивного регулятора, коэффициенты которого не постоянны, а нелинейно зависят от параметров ОУ. Определение этих параметров и является задачей идентификации, которая применяется во многих алгоритмах адаптивного управления.

Проанализируем возможности известных методов идентификации с целью выяснения наиболее приемлемого для решения частной задачи идентификации параметров двигателя постоянного тока [16].

### 5.1.1 Частотные методы идентификации

Первые реализованные методы идентификации были основаны на использовании частотных, ступенчатых и импульсных сигналов. Данные методы могут быть применены для линейных или линеаризованных процессов, для которых соотношения вход-выход, полученные для одного типа входных сигналов, сохраняются для всех других [42]. Цель всех частотных методов идентификации – получение частотной передаточной функции ( $G(j\omega)$ ). В качестве примера рассмотрим частотный метод, основанный на преобразовании Фурье (на практике – быстром преобразовании Фурье).

Предположим, исследуемый объект можно аппроксимировать передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{K}{p^{int} (a_n p^n + \dots + a_1 p + 1)}, \quad (5.1)$$

где  $K$  – коэффициент передачи;

$int$  – порядок интегратора ( $int=0, 1, 2$ );

$n$  – порядок системы (из практических соображений  $n \leq 5$ ).

Рассмотрим инверсную передаточную функцию, предположив  $int=0$

$$W^{-1}(p) = b_n p^n + \dots + b_1 p + b_0; \quad (5.2)$$

где  $b_0 = \frac{1}{K}$ ,  $b_i = \frac{a_i}{K}$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ).....

Реальная  $u(\omega)$  и мнимая  $v(\omega)$  части инверсной передаточной функции (с учетом  $n \leq 5$ ) имеют вид:

$$\begin{cases} u(\omega) = b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4, \\ v(\omega)/\omega = b_1 - b_3\omega^2 - b_5\omega^4. \end{cases} \quad (5.3)$$

Воспользовавшись методикой расчетов, приведенной в [5], получим:

$$\begin{cases} c_1 m + c_2 \sum_{i=1}^m \omega_i^2 + c_3 \sum_{i=1}^m \omega_i^4 = \sum_{i=1}^m z_i, \\ c_1 \sum_{i=1}^m \omega_i^2 + c_2 \sum_{i=1}^m \omega_i^4 + c_3 \sum_{i=1}^m \omega_i^6 = \sum_{i=1}^m z_i \omega_i^2, \\ c_1 \sum_{i=1}^m \omega_i^4 + c_2 \sum_{i=1}^m \omega_i^6 + c_3 \sum_{i=1}^m \omega_i^8 = \sum_{i=1}^m z_i \omega_i^4. \end{cases} \quad (5.4)$$

Для нахождения коэффициентов  $b_0 \dots b_5$  необходимо решить две системы вида (5.4). Для первой системы,  $z_i = u_i(\omega_i)$ ,  $b_0 = c_1$ ,  $b_2 = -c_2$ ,  $b_4 = c_3$ ; для второй,  $z_i = v_i(\omega_i)/\omega_i$ ,  $b_1 = c_1$ ,  $b_3 = -c_2$ ,  $b_5 = c_3$ . Уменьшение порядка передаточной функции приводит к упрощению системы (5.4).

Тестирование возможностей данного метода с помощью моделирования по схеме на рисунке 1 [16] продемонстрировало следующие недостатки:

- наличие двух преобразований Фурье (для входного и выходного сигналов), что делает процедуру вычислений затратной. Исключением является случай, когда входной сигнал заранее известен;
- данный метод требует деления двух комплексных величин для каждой частоты, что усложняет процесс вычислений.

Для корректного вычисления дискретного преобразования Фурье необходимо, чтобы конечные и начальные отсчеты сигналов отличались не существенно, что не всегда возможно. Большое отличие конечных и начальных отсчетов приводит к расползанию спектра и искажению результатов идентификации. Этот недостаток затрудняет использование метода в системах с интегратором и в системах с однополярным управлением.

### 5.1.2 Регрессионные методы идентификации

В отличие от частотных регрессионные методы позволяют проводить параметрическое оценивание системы во временной области. В качестве исходной информации будем использовать дискретные значения входного и выходного сигналов. Примем предположение, что система линейна или может быть линеаризована. Основная форма записи уравнения линейной системы [73]:

$$x(n) = G(q)y(n) + H(q)e(n), \quad (5.5)$$

где  $q$  – оператор сдвига вперед, например  $qy(n) = y(n+1)$ ;

$q^{-1}$  – оператор сдвига назад, например  $q^{-1}x(n) = x(n-1)$ ;

$y(n), x(n)$  – входной и выходной сигналы системы;

$G(q)$  – передаточная функция линейной системы;

$H(q)e(n)$  – помехи и шумы в выходном сигнале;

$e(n)$  – последовательность взаимно независимых случайных величин с нулевым средним (белый шум);

$H(q)$  – передаточная функция фильтра.

В зависимости от того, каким образом представлена передаточная функция системы и фильтра, различают множество моделей передаточных функций [73]. В данном примере остановимся на структуре модели выходной ошибки (рисунок 5.1 [16]), поскольку она наиболее достоверно с физической точки зрения описывает происхождение шумовой составляющей в выходном сигнале исследуемого объекта.

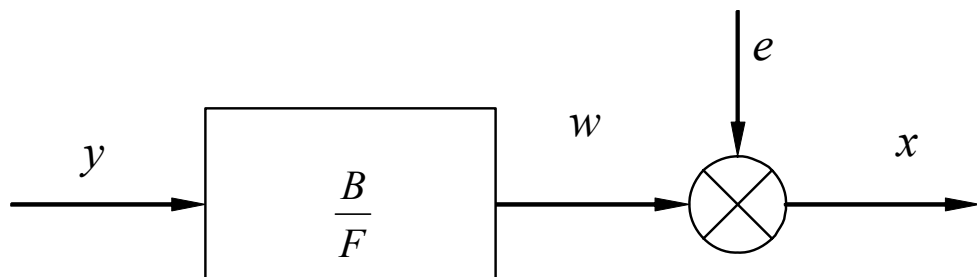


Рисунок 5.1 – Структура модели выходной ошибки

Разностное уравнение для данной модели при условии, что помехи – это

белый шум, имеет вид [73]:

$$w(n) + f_1 w(n-1) + \dots + f_{n_f} w(n-n_f) = b_1 y(n-1) + \dots + b_{n_b} y(n-n_b), \quad (5.6)$$

$$x(n) = w(n) + e(n). \quad (5.7)$$

Введем обозначения:

$$F(q) = 1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{m_f} q^{-m_f},$$

тогда модель выходной ошибки:

$$x(n) = \frac{B(q)}{F(q)} y(n) + e(n). \quad (5.8)$$

Для данной модели вектор параметров будет:

$$\Theta = [b_1, b_1, \dots, b_{n_b}, f_1, f_1, \dots, f_{m_f}]^T. \quad (5.9)$$

Регрессионный вектор:

$$\phi(n) = [y(n-1), \dots, y(n-n_b), -w(n-1), \dots, -w(n-n_f)]^T. \quad (5.10)$$

Прогнозная оценка:

$$\tilde{x}(n, \Theta) = \frac{B(q)}{F(q)} y(n) = \phi^T(n) \Theta. \quad (5.11)$$

В данном случае  $H(q)=1$ , а ошибка прогноза:

$$\varepsilon(n, \Theta) = x(n) - \phi^T(n) \Theta. \quad (5.12)$$

Критериальная функция для метода наименьших квадратов [73]:

$$V_N(\Theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} [x(n) - \phi^T(n) \Theta]^2. \quad (5.13)$$

Минимум данной функции может быть найден аналитически при условии, что существует указанная обратная матрица [73]:

$$\tilde{\Theta}_N = \arg \min V_N(\Theta) = \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \phi(n) \phi^T(n) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \phi(n) x(n). \quad (5.14)$$

Для исследования данного метода идентификации были использованы те же модели, что и для частотной идентификации [16]. Программа идентификации в данном случае вычисляет параметры модели в соответствии с уравнением (5.14). Следует отметить, что зашумленные данные были заранее пропущены через ФНЧ, что позволило в результате идентификации получить несмещенные оценки параметров [73]. Результаты тестирования [16] показывают, что данный метод позволяет точнее, чем частотный, оценить параметры системы, поскольку при одинаковом входном сигнале и параметрах модели средняя ошибка идентификации по скорости ниже.

Даже в случае, когда начальные и конечные отсчеты сигналов существенно отличаются, для идентификации это не критично (в отличие от частотного метода).

Преимуществом частотного метода является нечувствительность к помехам, что облегчает его применение в системах с аналоговыми датчиками. Преимущество параметрического оценивания с помощью регрессии – это возможность работы с разными видами входных и выходных сигналов и применения в системах с интегратором и однополярным управлением.

Недостаток рассмотренного регрессионного метода – необходимость предварительной фильтрации входных и выходных данных, что увеличивает объем необходимых вычислений.

## 5.2 Алгоритмы идентификации в квазиоптимальном регуляторе

В процессе практической реализации предлагаемых регуляторов приходится уточнять алгоритмы их работы с реальным объектом управления, поскольку на теоретическом этапе исследования нет возможности учесть многочисленные факторы, влияющие, в конечном счете, на качество системы.

При построении аппаратно-программного комплекса, обеспечивающего

разработку, отладку и экспериментальную проверку алгоритмов функционирования квазиоптимальных регуляторов возникает ряд взаимно-противоречивых требований [33]. С одной стороны, необходимо обеспечить работу тестируемого объекта управления, по возможности, в тех же режимах, что и в реальных производственных условиях. С другой стороны, следует максимально автоматизировать процедуру испытаний, документирования и модификации рабочего алгоритма. Исходя из сформулированных выше требований, построен стенд для экспериментальных исследований квазиоптимальных регуляторов, структурная схема которого представлена на рисунке 5.2.

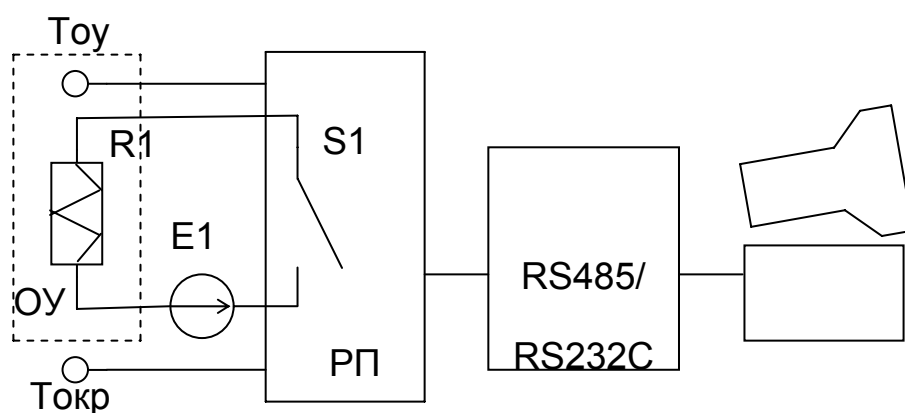


Рисунок 5.2 – Структурная схема стенда для экспериментальных исследований квазиоптимальных регуляторов

Взаимодействие с объектом управления ОУ, который в данном случае представляет собой электронагреватель R1, осуществляется через регулятор-прототип РП. РП содержит два канала измерения температуры: собственно объекта Тоу и окружающей среды Токр. Оба канала снабжены соответствующими датчиками. Питание электронагревателя осуществляется от стабилизированного источника питания E1 постоянного тока, что позволяет устранить влияние питающей сети на результаты экспериментов. Так же, как и реальный промышленный регулятор, РП построен на базе микроконтроллера. Резидентное программное обеспечение РП, однако, максимально упрощено и сориентировано на поддержку интерфейса между ОУ и персональным компьютером.

Взаимодействие с оператором (ввод рабочего алгоритма, выдача резуль-

татов эксперимента) производится с помощью персонального компьютера. Адаптация интерфейса промышленного регулятора RS485 в обычный последовательный интерфейс связи RS232C осуществляется с помощью моста-преобразователя.

Алгоритм квазиоптимального управления, подготовленный в среде программирования C++ [63, 101], представляет собой один из модулей комплексной программы коммуникации с РП и визуализации результатов эксперимента. Таким образом, алгоритм замыкания ключа S1 в стенде, по существу, задает персональный компьютер. Это определяет чрезвычайно высокую гибкость процесса отладки. Отработанный алгоритм на уровне исходного текста на языке C практически без доработок далее используется для загрузки резидентной памяти собственно микроконтроллера промышленного регулятора.

### ***5.2.1 Тестирующее воздействие***

Цель идентификации объекта управления заключается в выяснении его актуальных параметров в рамках многоэтапного процесса автоматической настройки регулятора после его инсталляции. Данный процесс включает в себя предварительное тестирование объекта с помощью соответствующего воздействия, оценку его параметров, торможение, пробное позиционирование, уточнение параметров и, наконец, – окончательное позиционирование с переходом к стабилизации. После завершения параметрической идентификации найденные параметры заносятся в базу данных регулятора, ключевой записью которой является код конкретного объекта управления.

При повторных запусках регулятора с этим же объектом (что на этапе инициализации системы выясняется по считанному коду) последовательность всех этапов идентификации обычно не требуется. Нелинейности реальных объектов требуют подстройки только амплитудных характеристик регулятора, которые, в свою очередь, зависят от уровня задания регулируемого параметра. Таким образом, для данного объекта управления база данных регулятора может иметь несколько значений коэффициентов регулирования, перекрывающих

диапазон регулирования. Классификационным признаком для записей базы данных является уровень задания  $\theta_z$ .

В качестве тестирующего воздействия предлагается использовать импульс максимальной мощности:

$$u(t) = E_m [1 - 1(t - t_1)] \quad (5.15)$$

где  $t_1$  – длительность импульса;

$E_m$  – амплитуда импульса.

Отклик идентифицируемого объекта (1.15) на импульс напряжения (5.15)

$$\theta(t) = E_m \rho \left[ 1(t - \tau) + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau}{T_2}} - \right. \\ \left. - 1(t - \tau - t_1) - \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau-t_1}{T_1}} + \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau-t_1}{T_2}} \right] + \theta_{okr}. \quad (5.16)$$

Момент окончания идентифицирующего воздействия  $t_1$  можно привязать к достижению регулируемым параметром объекта управления какого-то наперед заданного значения. Предположим, что это значение определено следующим образом:

$$\theta_1 = \frac{\theta_z - \theta_{okr}}{e} + \theta_{okr}, \quad (5.17)$$

где  $\theta_z$  – заданный уровень позиционирования.

Тогда из (5.16) для  $t \leq t_1$  находим

$$\theta_1 = \frac{Q_m}{K_2} \left[ 1(t_1 - \tau) + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t_1-\tau}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t_1-\tau}{T_2}} \right] + \theta_{okr}. \quad (5.18)$$

Выбор шага регулирования можно произвести, исходя из ограничения воздействия ( $Q_m \leq 100\%$ ), которое достигает максимального значения на нулевом шаге позиционирования.

Оценку коэффициента интегральной составляющей  $K_2 \sim$  можно получить по (5.18), исходя из рассчитанного значения регулируемого параметра  $\theta_1$  в измеренный момент окончания идентифицирующего воздействия, а также – исходя из оценок  $\tau$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ :



### 5.2.2 Алгоритм формирования управляющих воздействий

Общий алгоритм функционирования модуля, отвечающего за формирование управляющих воздействий, представлен на рисунке 5.3.

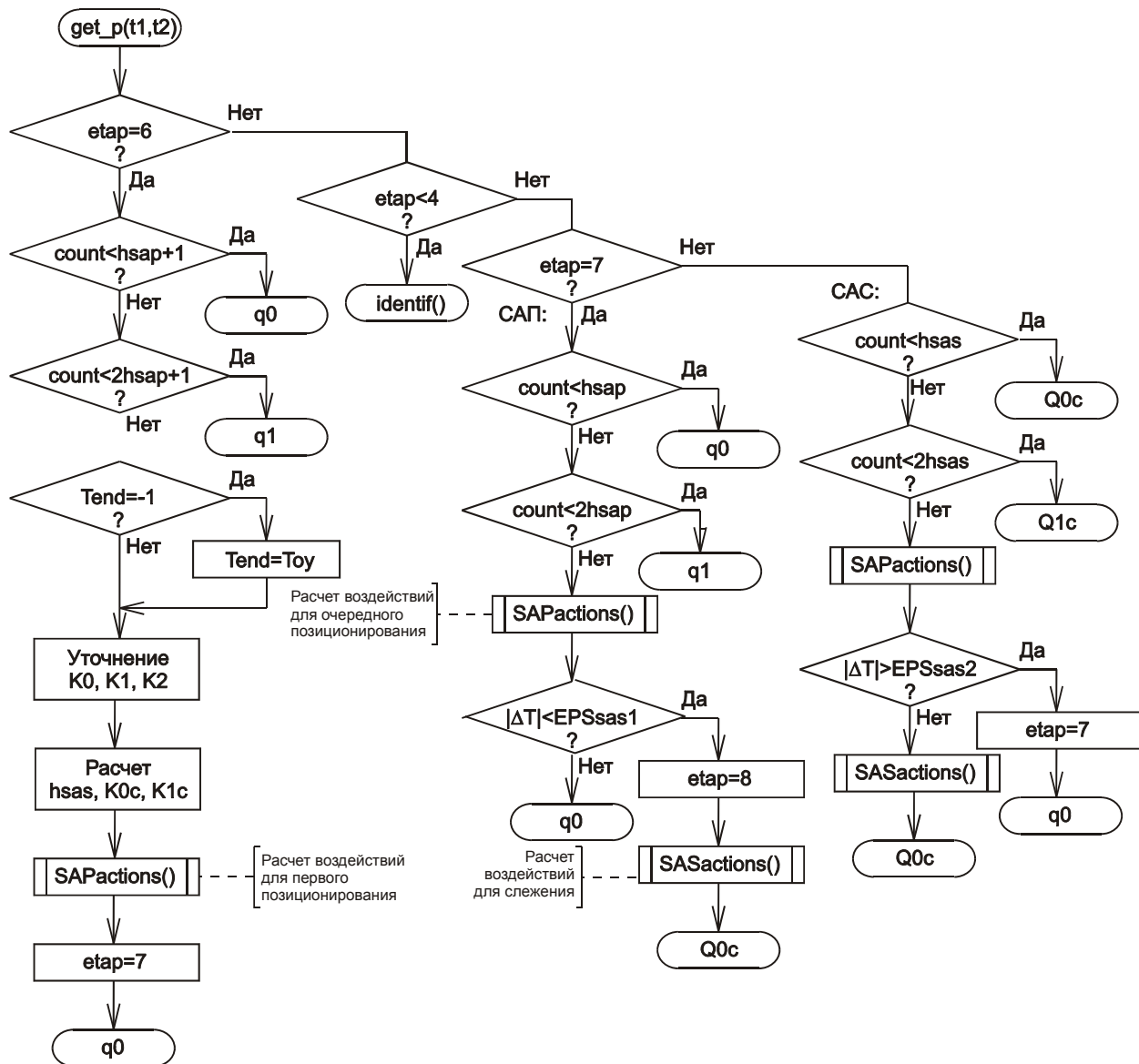


Рисунок 5.3 – Алгоритм работы модуля формирования управляющих воздействий

Модуль запускается регулярно с шагом дискретизации, задаваемым программным таймером. Параметрами модуля является температура объекта управления  $t1$  и температура окружающей среды  $t2$ . Сигналы с соответствующих датчиков преобразуются в АЦП микроконтроллера промышленного регулятора в код, который посредством последовательного интерфейса передается в

ПЭВМ. Параметром, который возвращает модуль внешней вызывающей программе, является скважность управления.

Логика работы модуля формирования управляющих воздействий построена на анализе флага этапа работы квазиоптимального регулятора *etap*. Наглядное представление этих этапов иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рисунке 5.4. Здесь показана скважность управления ( $Q$ ) и параметр ОУ ( $T$ ).

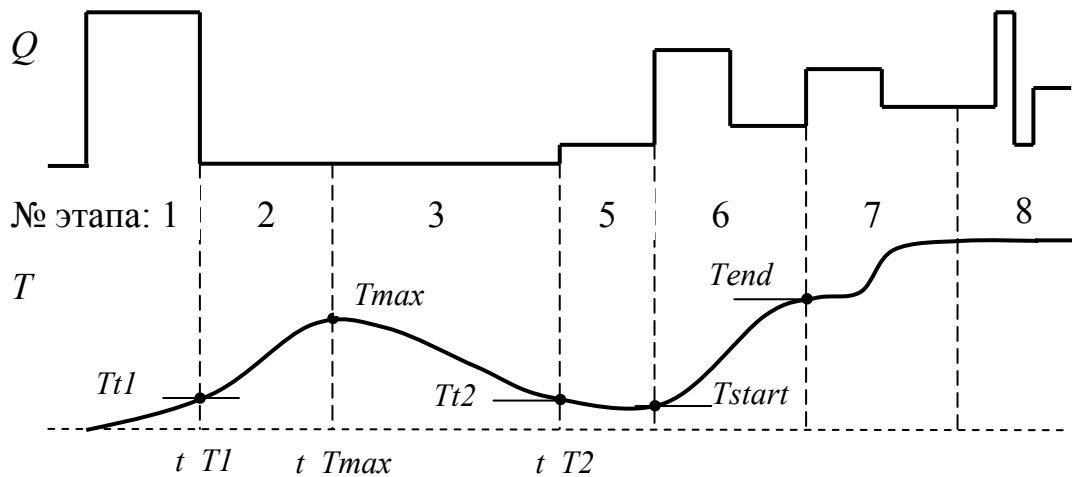


Рисунок 5.4 – Этапы общего алгоритма квазиоптимального регулятора

Рабочими этапами квазиоптимального регулятора являются 7-ой (позиционирование) и 8-ой (слежение). Эти этапы образуют нормальный цикл работы регулятора: постоянное отслеживание величины задания и переход к позиционированию в случае изменения задания или большого возмущения, вызванного любым дестабилизирующим фактором. Все остальные этапы посвящены идентификации ОУ и могут отсутствовать при повторных запусках регулятора совместно с тем же ОУ и тем же заданием. В этом случае параметры регулирования извлекаются из базы данных регулятора.

### 5.2.3 Этапы идентификации

Этапы идентификации алгоритма работы квазиоптимального регулятора представлены на рисунке 5.5.

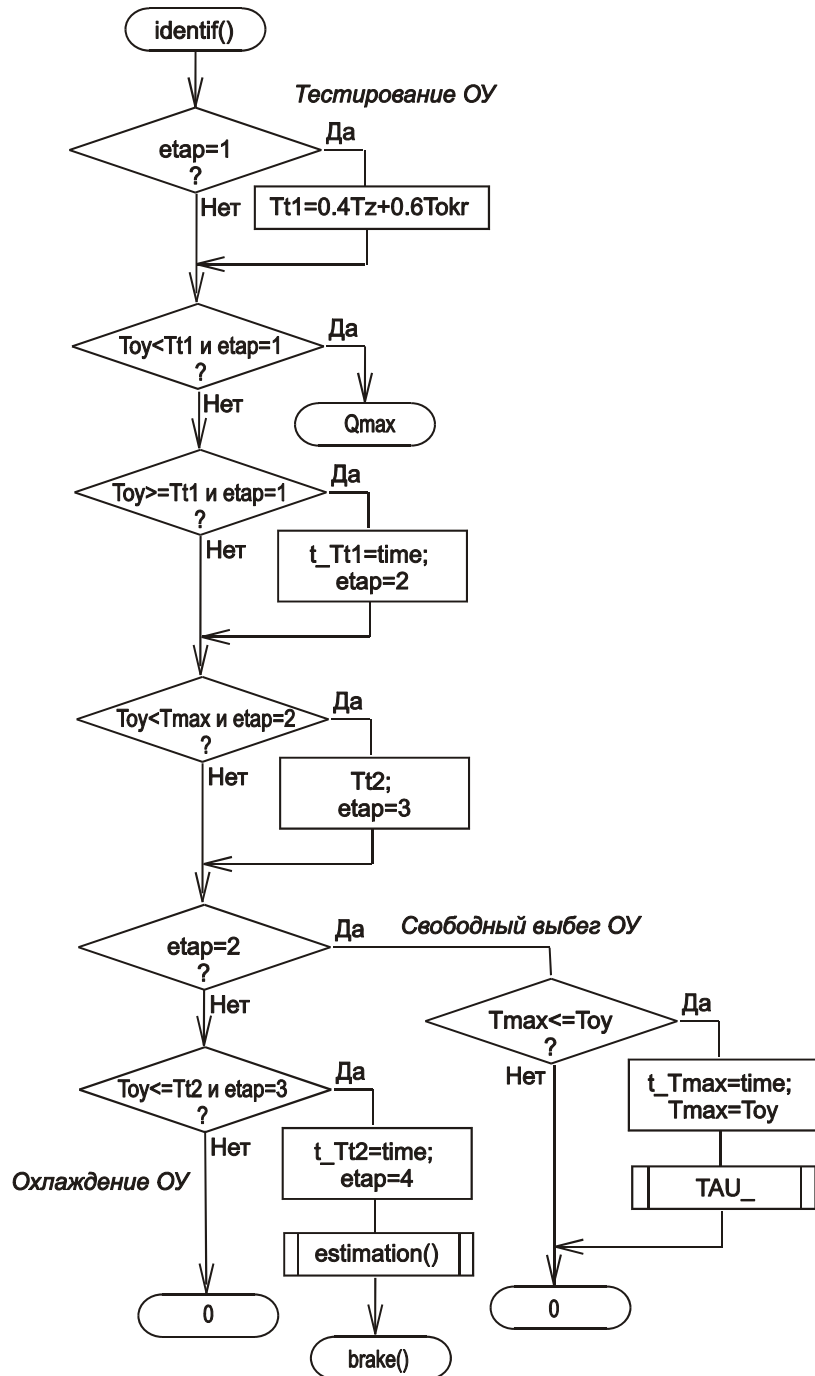


Рисунок 5.5 – Этапы идентификации алгоритма работы квазиоптимального регулятора

1 этап – тестирование ОУ. Вычисляется величина уставки  $Tt1$ . Пока параметр объекта не превышает уставки, выводится предельно-допустимая для данного ОУ мощность путем формирования максимальной скважности регулирования  $Q_{max}$ . Как только параметр ОУ превысит уставку, текущий момент времени  $t_{Tt1}$  (т.е. – длительность импульса) фиксируется, а флаг этапа принимает

значение 2.

*2 этап* – свободный выбег параметра ОУ до максимума. На этом этапе с ОУ воздействие снимается, т.е. скважность регулирования равняется 0. Кроме того, вычисляется транспортное запаздывание ОУ с помощью процедуры *TAU\_*, а также фиксируется текущее время и параметр ОУ в переменных  $t_{T_{max}}$  и  $T_{max}$ . При каждом последующем входе в процедуру идентификации вновь измеренный параметр ОУ сравнивается с предыдущим значением  $T_{max}$ . Как только начинается спад параметра ОУ (т.е. максимум достигнут), производится вычисление параметра оценивания  $Tt2$ , а флаг этапа принимает значение 3.

*3 этап* – естественное охлаждение ОУ. Скважность регулирования сохраняется на нулевом уровне до тех пор, пока параметр ОУ превышает параметр оценивания  $Tt2$ . Момент достижения этого параметра  $t_{Tt2}$  (т.е. время оценивания) фиксируется, после чего флаг этапа принимает значение 4 и запускается процедура оценки параметров ОУ *estimation()*.

*4 этап* – оценка параметров ОУ. Выполняется по линейному алгоритму. При этом находится постоянная времени ОУ  $T_2$ , максимальное значение коэффициента передачи регулятора на  $\theta$ -вом шаге  $K0_{max}$ , вычисляется интегральный коэффициент  $K2_0$ , выбирается длительность шага позиционирования  $h_{sap}$  и, наконец, рассчитываются оценки коэффициентов регулирования  $K0_0$  и  $K1_0$ . Далее инициализируется счетчик периодов ШИМ *count* для реализации торможения и вычисляется значение скважности торможения ОУ  $q_0$ .

*5 этап* – торможение ОУ. Алгоритм торможения представлен на рисунке 5.6. Тормозящее воздействие, скважность которого вычислена на предыдущем этапе, выдается на ОУ в течение длительности одного шага позиционирования, т.е. до тех пор, пока счетчик периодов ШИМ *count* не достигнет значения  $h_{sap}$ . Кроме того, на этапе торможения ОУ производится расчет воздействий для пробного позиционирования с помощью процедуры *SAPactions()*. Для того, чтобы избежать возможного перерегулирования, в качестве параметра задания здесь используется значение, несколько меньшее, чем заданная температура позиционирования. В качестве «истинных» коэффициентов регулирования  $K0$  и

$KI$  принимаются оценочные значения  $K0\_0$  и  $K1\_0$ . С целью последующей корректировки коэффициентов регулятора фиксируется начальный параметр пробного позиционирования  $T_{start}$ , а флаг этапа принимает значение 6.

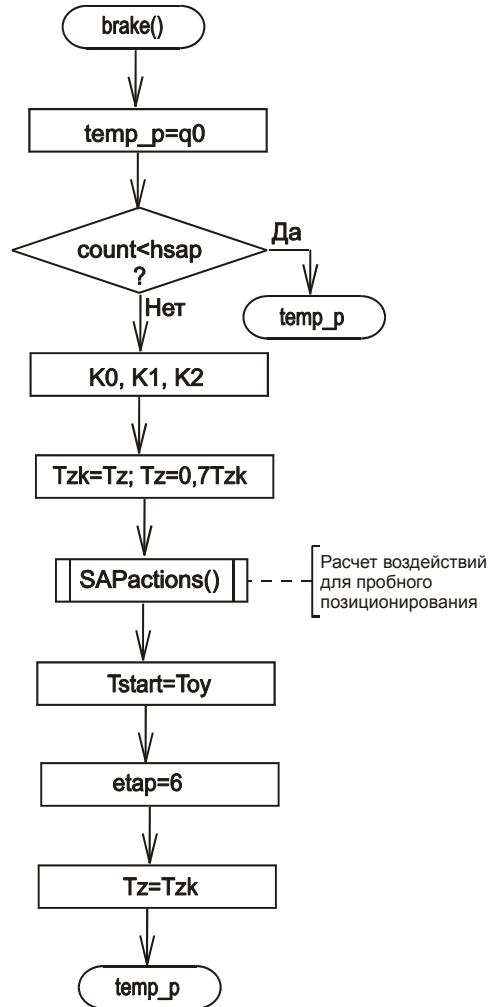


Рисунок 5.6 – Алгоритм торможения квазиоптимального регулятора

Алгоритм процедуры  $SAPactions()$ , используемой для расчета воздействий для позиционирования, представлен на рисунке 5.7. Прежде всего, последовательно вычисляется скважность перегрева  $Q_{n0}$ , ошибка по параметру  $\Delta T$  и скважность регулирования на нулевом шаге  $q_0$ . Кроме того, инициализируется скорректированная ошибка по параметру  $\Delta Tk$ .

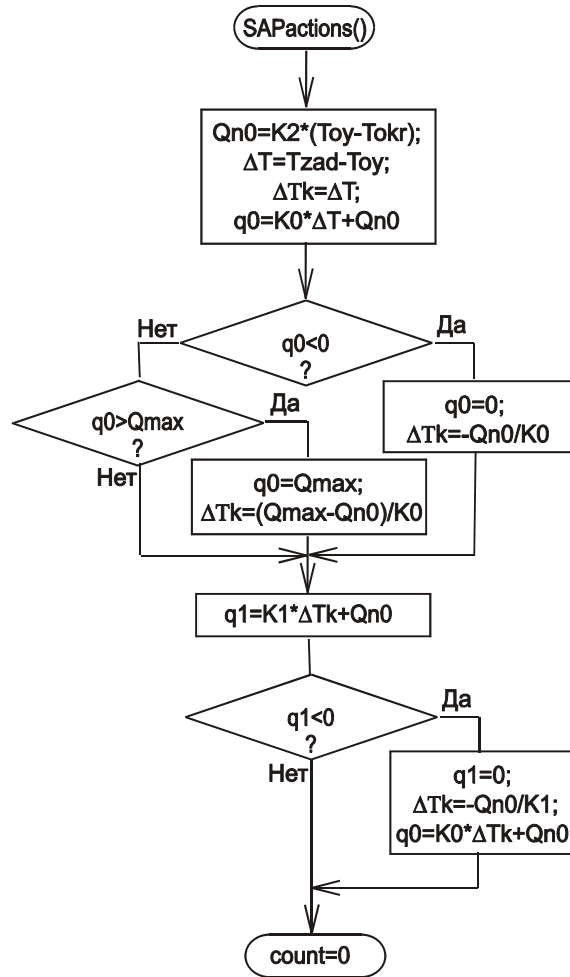


Рисунок 5.7 – Алгоритм расчета позиционирующих воздействий

Если рассчитанное значение  $q_0$  неотрицательное, то проверяется условие недопущения выдачи воздействия, превышающего  $Q_{max}$ . При нарушении этого условия выполняется ограничение воздействия на нулевом шаге позиционирования и рассчитывается скорректированная ошибка по параметру. Аналогично поступаем и в случае первоначально отрицательного значения  $q_0$ , которое подлежит ограничению на минимально допустимом уровне  $\theta$ . Далее производится расчет скважности регулирования на первом шаге  $q_1$  и, в случае отрицательного результата, корректируется не только ошибка по параметру, но и  $q_0$ . В заключение процедуры инициализируется счетчик периодов ШИМ  $count$ , т.е. задаются исходные условия для  $\theta$ -го шага позиционирования.

*6 этап* – пробное позиционирование ОУ. Алгоритм представлен на рисунке 5.3 (левая вертикальная ветвь). Если счетчик периодов ШИМ  $count$

меньше количества этих периодов на шаге позиционирования  $h_{sap}$ , это означает, что продолжается 1-й шаг. При этом выводится рассчитанная ранее с помощью процедуры  $SAPactions()$  для этого шага скважность позиционирования  $q_0$ . Аналогично выводится скважность для 2-го шага позиционирования  $q_1$ . Сразу же по завершении фиксируется параметр ОУ  $Tend$ , который далее используется для уточнения коэффициентов регулятора по результатам пробного позиционирования. По уточненным параметрам позиционирования рассчитываются шаг, коэффициенты слежения  $hsas$ ,  $K0c$ ,  $K1c$ , а также управляющие воздействия для первого позиционирования. В завершение шестого этапа переменной  $etap$  присваивается значение 7, что означает переход к позиционированию ОУ.

7 этап – позиционирование ОУ (рисунок 5.3). По завершении выдачи позиционирующих воздействий аналогичным этапу 6 образом производится расчет ошибки установления и скважности для последующих этапов работы САП с помощью процедуры  $SAPactions()$ . Далее, если модуль ошибки превышает зону захвата САС  $EPS_{sas1}$ , производится выдача воздействия  $q_0$ , а работа САП повторяется. В противном случае переменной  $etap$  присваивается значение 8 и рассчитывается скважность для последующих этапов работы САС с помощью процедуры  $SASactions()$ . Далее происходит выдача воздействия для 0-го шага САС  $Q_{0c}$  и переход к слежению.

Алгоритм процедуры  $SASactions()$ , используемой для расчета воздействий для слежения, представлен на рисунке 5.8. Прежде всего, вычисляется скважность регулирования на нулевом шаге слежения  $Q_{0c}$ . При этом используются полученные ранее с помощью процедуры  $SAPactions()$  скважность перерегулирования  $Q_{n0}$ , а также ошибка по параметру  $\Delta T$ , которая инициализирует скорректированную ошибку по параметру  $\Delta Tk$ .

Если рассчитанное значение  $Q_{0c}$  неотрицательное, то проверяется условие недопущения выдачи воздействия, превышающего  $Q_{max}$ . При нарушении этого условия выполняется ограничение воздействия на нулевом шаге слежения и рассчитывается скорректированная ошибка по параметру. Аналогично поступаем и в случае первоначально отрицательного значения  $Q_{0c}$ . Далее производится

расчет скважности слежения на первом шаге  $Q_{1c}$  и, в случае отрицательного результата, корректируется не только ошибка по параметру, но и  $Q_{0c}$ .

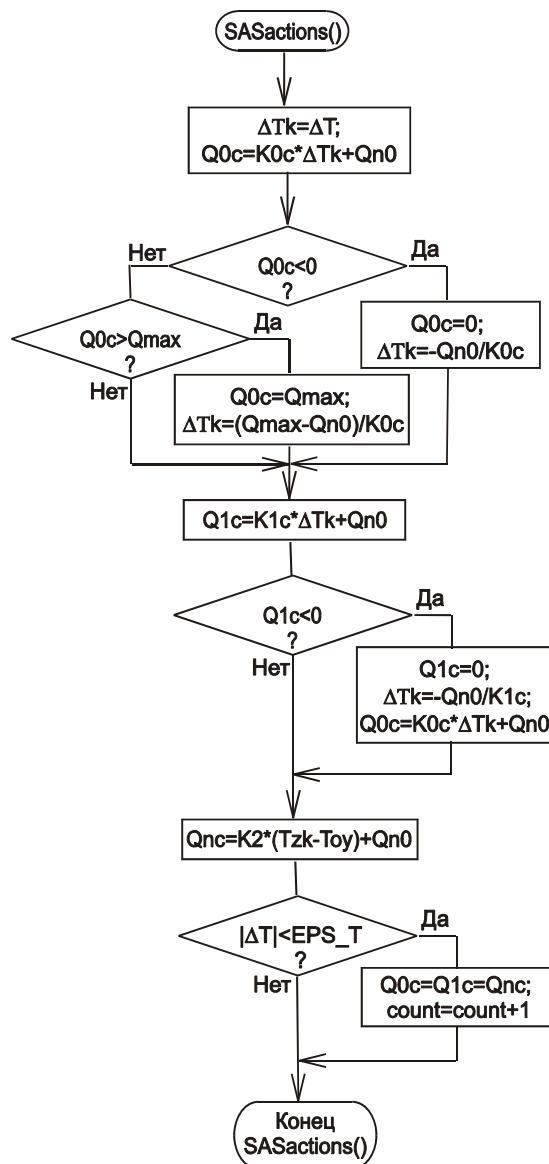


Рисунок 5.8 – Алгоритм расчета следящих воздействий

После этого вычисляется значение интегральной составляющей следящего воздействия  $Q_{nc}$ . В заключение процедуры производится проверка попадания ОУ в зону нечувствительности. Если модуль текущей ошибки достаточно мал, инициализируется счетчик периодов ШИМ  $count$  таким образом, что далее выполняется только один шаг слежения. Это повышает быстродействие. При этом уровень воздействия равен  $Q_{nc}$ .

8 этап – слежение за параметром ОУ (рисунок 5.3). Вывод следящих воз-



действий  $Q_{0c}$  и  $Q_{1c}$  на двух шагах слежения с количеством периодов ШИМ  $h_{sas}$  каждый производится идентично 7 этапу. Далее производится расчет ошибки установления и скважности для возможных этапов работы САП с помощью процедуры  $SAPactions()$ . Если модуль ошибки превышает зону удержания САС  $EPS_{sas2}$ , то переменной  $etap$  присваивается значение 7 и производится выдача воздействия  $q_0$ , т.е. происходит возврат к работе САП. В противном случае выполняется расчет скважности для последующих этапов работы САС с помощью процедуры  $SASactions()$  и производится выдача воздействия для 1-го шага САС  $Q_{0c}$ . Таким образом, при отсутствии изменения на задание, а также больших возмущений регулируемого параметра, цикл слежения может продолжаться вплоть до выключения регулятора.

### 5.3 Нейрорегулятор для управления промышленным объектом

При автоматизации технологических процессов используется большое количество замкнутых систем автоматического регулирования, часто образующих иерархическую управляющую структуру. Наиболее популярными остаются ПИ- и ПИД-регуляторы, хотя теоретически проработаны и экспериментально испытаны и более продвинутые изощренные алгоритмы [33]. По-прежнему сохраняет актуальность вопрос настройки регулятора, работающего в реальных условиях не только широкого варьирования задания на регулирование, но и разброса параметров объектов, их нелинейностей, а также ряда случайных и трудно предсказуемых на стадии проектирования факторов. Несмотря на существенно различающийся смысл коэффициентов настройки для различных классов регуляторов, их объединяет общность требуемого результата. Практически всегда, независимо от свойств объекта регулирования, необходимо обеспечить заданную точность установления регулируемого параметра и переходный процесс без перерегулирования за минимальное время (например, близкий к апериодическому). Разумеется, в каждом конкретном случае могут выдвигаться и другие специфические, но важные с точки зрения технологии требования к качеству регулирования. При решении подобных задач могут оказаться востребо-

ванными так называемые интеллектуальные алгоритмы, опирающиеся не только на строгие математические описания, но и на представления о процессе регулирования, успешно выполняемого человеком-оператором.

Применение нейронных сетей в системах управления позволяет повысить качество функционирования систем с нелинейными объектами, а также с объектами, параметры которых изменяются в процессе функционирования. Развитие элементной базы систем управления – микроконтроллеров, программируемых логических интегральных схем, сигнальных процессоров открывает новые возможности в использовании нейросетевых технологий во встраиваемых системах, в том числе – и в промышленных регуляторах.

Оценим возможность использования нейрорегулятора для управления промышленным объектом на примере двигателя постоянного тока (ДПТ) [24].

### **5.3.1 Выбор параметров и метода обучения сети**

Для решения задач управления наиболее приемлемой является сеть, построенная по многослойной архитектуре [101, 113]. В качестве простейшей с точки зрения требований к вычислительным ресурсам возьмем сеть прямого распространения (статическую), состояние выходов которой зависит только от текущего состояния входов и не зависит от их предыдущего состояния.

Работу  $j$ -того нейрона  $k$ -того слоя можно описать следующими соотношениями [101]:

$$s_{jk} = \sum_{i=1}^N w_{ijk} x_{ijk} + b_{jk}; \quad (5.19)$$

$$y_{jk} = f_{jk}(s_{jk}), \quad (5.20)$$

где  $i$  – номер входа;

$N$  – количество входов;

$x_{ijk}$  – сигналы на входах нейрона;

$w_{ijk}$  – весовые коэффициенты;

$b_{jk}$  – коэффициент смещения;

$f_{jk}$  – активационная функция;

$s_{jk}$  – взвешенная сумма;

$y_{jk}$  – сигналы на выходе нейрона.

(5.50) можно представить в матричной форме:

$$\mathbf{s}_{jk} = \mathbf{W}_{jk} \mathbf{X}_{jk} + \mathbf{b}_{jk} \quad (5.21)$$

Активационная функция  $f_j$  может иметь различный вид в зависимости от задачи, решаемой искусственным нейроном. Одной из наиболее подходящих для управления является функция гиперболического тангенса:

$$f(s) = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}} \quad (5.22)$$

Эта функция сжимает динамический диапазон входного сигнала и знакопеременна, что способствует более быстрому (с точки зрения количества итераций) обучению сети.

Адаптацию нейронной сети к условиям поставленной задачи или обучение целесообразно реализовать на основе метода обучения с учителем [93], что позволяет задать, каким именно образом сеть должна реагировать на входные сигналы. Этот метод обучения предполагает, что для каждого входного вектора существует целевой вектор, представляющий собой требуемый выход. Вместе они образуют обучающую пару, ограниченное множество которых позволяет обучать сеть. Предъявляется входной вектор, вычисляется выход сети и сравнивается с соответствующим целевым вектором. Разность (ошибка) по цепи обратной связи подается в сеть, а веса изменяются в соответствии с алгоритмом, стремящимся минимизировать ошибку. Векторы обучающего множества предъявляются последовательно, вычисляются ошибки, и веса подстраиваются для каждого вектора до тех пор, пока ошибка по всему обучающему массиву не достигнет приемлемо низкого уровня.

Конкретная реализация метода обучения сети может быть выполнена с помощью алгоритма обратного распространения ошибки, который дает возможность эффективно настраивать многослойные сети прямого распростране-

ния. Этот итерационный градиентный алгоритм обучения позволяет минимизировать среднеквадратичное отклонение текущего выхода от желаемого в многослойных нейронных сетях [53].

Целевая функция, подлежащая минимизации, имеет вид [55, 101]:

$$E = \frac{1}{2} \sum_j \sum_m (d_j^m - y_j^m)^2, \quad (5.23)$$

где  $m$  – номер обучающего вектора;

$j$  – номер нейрона в выходном слое;

$y_j^m$  – реальный выход;

$d_j^m$  – желаемый выход.

При обучении на каждой итерации будем корректировать параметры (веса и смещения) в направлении антиградиента  $E$ . Такой метод в теории оптимизации получил название метода наискорейшего спуска. В соответствии с данным методом запишем выражение для приращения весовых коэффициентов:

$$\Delta w_{ijk} = -\varepsilon \left( \frac{\partial E(\mathbf{W}, \mathbf{B})}{\partial w_{ijk}} \right), \quad (5.24)$$

$$w_{ijk}(l+1) = w_{ijk}(l) + \Delta w_{ijk}, \quad (5.25)$$

где  $\mathbf{W}, \mathbf{B}$  – матрицы текущих значений весов и смещений;

$l$  – номер итерации;

$\varepsilon$  – коэффициент скорости обучения.

Аналогичным образом рассчитываются коррекции коэффициентов смещения. Для выходного слоя запишем компоненты градиента, как производную сложной функции.

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ijk}} = \frac{\partial E}{\partial y_{jk}} \frac{\partial y_{jk}}{\partial s_{jk}} \frac{\partial s_{jk}}{\partial w_{ijk}}, \quad (5.26)$$

в данном случае  $k$  – номер выходного слоя.

Компоненты градиента по смещению имеют вид:

$$\frac{\partial E}{\partial b_{jk}} = \frac{\partial E}{\partial y_{jk}} \frac{\partial y_{jk}}{\partial s_{jk}} \frac{\partial s_{jk}}{\partial b_{jk}}. \quad (5.27)$$

Производную функции ошибки для выходного слоя можно записать, как:

$$\frac{\partial E}{\partial y_{jk}} = \sum_m (y_{jk}^m - d_{jk}^m). \quad (5.28)$$

Поскольку в качестве активационной функции используется гиперболический тангенс, выражение для производной функции активации примет вид:

$$\frac{\partial f(s_{jk})}{\partial s_{jk}} = 1 - f^2(s_{jk}). \quad (5.29)$$

Из (5.29) видно, что производная рассчитывается через текущие значения выходов нейронов ( $f(s_{jk}) = y_{jk}$ ).

Так как производная по входному значению  $x_{ijk}$  выходного слоя соответствует по смыслу производной по выходу предыдущего слоя, можно записать:

$$\frac{\partial E}{\partial x_{ijk}} = \frac{\partial E}{\partial y_{j(k-1)}}. \quad (5.30)$$

(5.30) обеспечивает рекурсивный переход от последующего слоя к предыдущему и является аналогом (5.28) для предыдущих слоёв.

Таким образом, метод обратного распространения позволяет сократить вычислительные затраты на расчёт градиента. Зная градиент, можно применить различные методы теории оптимизации для обучения сети.

Современная теория искусственных нейронных сетей не дает универсальных рекомендаций для определения количества слоёв и нейронов в каждом слое.

При выборе количества нейронов и слоёв следует помнить, что малое количество нейронов либо не позволит получить желаемую точность, либо сеть вообще не сможет обучиться решать поставленную задачу. Слишком большое количество нейронов приводит к увеличению необходимого объёма памяти, вычислительных затрат и снижению быстродействия. Кроме того, возможна

потеря способности к обобщению. В результате сеть будет неадекватно реагировать на входные векторы, отличающиеся от векторов обучающего множества. Опираясь на результаты моделирования, была выбрана структура сети 2-9-6-6-1 (2 входных нейрона, 9-6-6 три скрытых слоя, 1 нейрон в выходном слое). Число входных нейронов соответствует количеству входных переменных, а число выходных – количеству выходных переменных. В качестве входных переменных выбраны ошибка по углу поворота ротора и скорость вращения ротора ДПТ. Выходной переменной является угол поворота ротора.

Активационные функции всех нейронов, кроме выходного, представляют собой гиперболический тангенс, что позволяет эффективно использовать алгоритм обратного распространения ошибки для обучения сети. Активационная функция выходного нейрона линейная, что позволяет получить выходную переменную необходимой амплитуды без последующего масштабирования.

На рисунке 5.9 [24] представлена схема обучения нейроконтроллера, в которой использован эталонный регулятор и модель ДПТ. На вход схемы подаются различные сигналы задания  $\theta_s(k)$ . Эталонный регулятор в соответствии с сигналом ошибки  $e(k)$  вырабатывает управляющее воздействие  $u_y(k)$ , которое подаётся на вход модели ДПТ, стремясь привести выход модели  $\theta_m(k)$  (сигнал об угле поворота ротора) к заданному значению. Входными переменными для нейроконтроллера являются сигнал ошибки и вспомогательная переменная, характеризующая динамику объекта. В данном случае это – скорость вращения ротора  $\omega_m(k)$ . Нейроконтроллер в соответствии с входными переменными вырабатывает управляющее воздействие  $u_{yHK}(k)$ , сравниваемое с выходным сигналом эталонного регулятора. Результатом сравнения является рассогласование  $e_{HK}(k)$ , которое используется алгоритмом обратного распространения ошибки для настройки весов нейроконтроллера.

Следует подчеркнуть, что в данной схеме для обучения нейроконтроллера использована модель ДПТ, а не сам двигатель, что позволяет избежать нежелательных эффектов во время обучения. Параметры модели можно определить, например, с помощью методов идентификации. Это дает возможность исполь-

зовать полученные коэффициенты передаточной функции двигателя для расчёта эталонного регулятора.

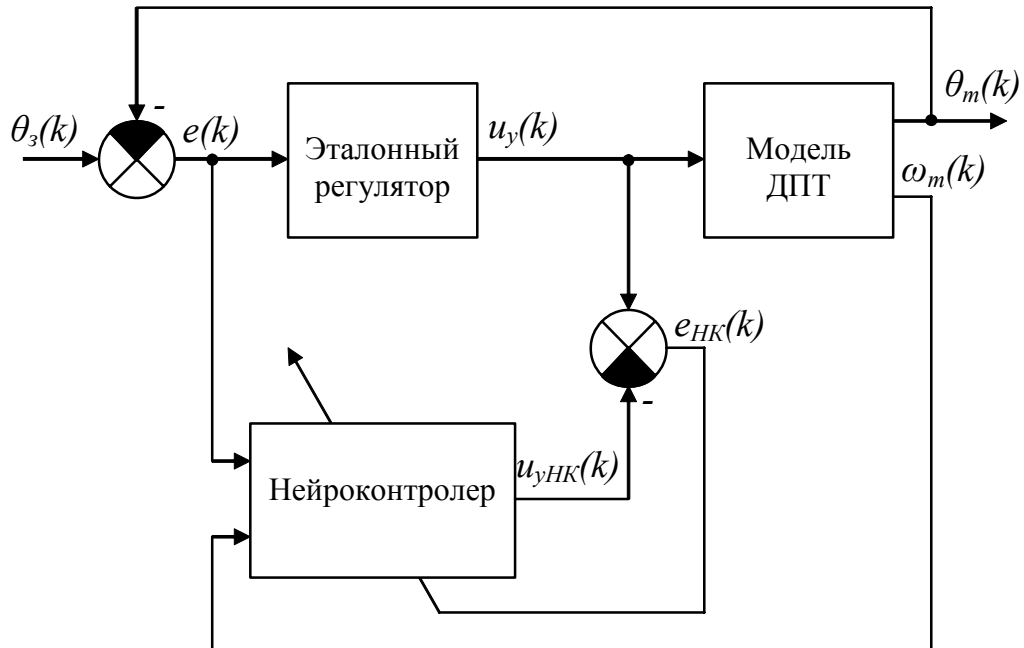


Рисунок 5.9 – Схема обучения нейроконтроллера

Другой – нетривиальный способ – заключается в использовании в качестве модели нейронной сети, обученной моделированию динамики двигателя.

Эталонный регулятор выбирается исходя из требований, предъявляемых к системе. Чаще всего наилучший регулятор теряет оптимальность при регулировании в широком диапазоне заданий вследствие нелинейностей реальных объектов, что приводит к необходимости перестройки коэффициентов регулятора. Кроме того, продвинутые алгоритмы управления чрезвычайно ресурсозатратны, что затрудняет их практическую реализацию в системах реального времени. Эти два фактора и обуславливают необходимость использования нейроконтроллера, как звена системы автоматического управления.

В качестве эталонного регулятора выбран оптимальный регулятор [39, 46], рассчитанный с помощью метода переменного коэффициента усиления [92]. Этот регулятор позволяет получить процессы конечной длительности и без перерегулирования в нагрузке с известными параметрами.

### 5.3.2 Моделирование нейроконтроллера

Для обучения нейроконтроллера разработана модель в пакете *MATLAB* [24]. Управление работой модели осуществляется программой, которая, в частности, используя полученные во время симуляции данные, обучает нейроконтроллер по алгоритму обратного распространения ошибки. Кроме того, с ее помощью генерируется *Simulink*-блок нейроконтроллера.

Обучение нейроконтроллера проводилось на модели ДПТ со следующими параметрами: сопротивление обмоток  $R=0,7$  Ом; индуктивность обмоток  $L=90$  мкГн; коэффициент противоЭДС  $C_e=0,0448$  В·с/рад.; момент инерции  $J=130 \cdot 10^{-7}$  кг·м<sup>2</sup>. Эталонный регулятор рассчитан таким образом, что управляющее напряжение во всём диапазоне регулирования не превышает 20 В. При этом шаг квантования регулятора составил 14 мс, а время позиционирования – 42 мс (3 шага квантования).

Для оценки качества работы системы управления с нейроконтроллером разработана *Simulink*-модель, содержащая модель двигателя постоянного тока, задачник сигнала угла поворота, имитатор шумов в сигнале датчика скорости и нейроконтроллер. Нейроконтроллер в соответствии с входными сигналами вырабатывает управляющее воздействие и подаёт его на вход ДПТ.

Результаты моделирования работы системы управления ДПТ на базе обученного нейроконтроллера показывают, что нейроконтроллер обеспечивает позиционирование без перерегулирования. Время установления совпадает с эталонным регулятором.

В [24] рассмотрен случай, когда параметры двигателя отличаются от тех, которые использовались при обучении нейроконтроллера. Путем моделирования показано, что даже существенное увеличение  $\beta$ , эквивалентное уменьшению электромеханической постоянной времени, не влияет на точность позиционирования системы, хотя и увеличивает время позиционирования. Уменьшение параметра  $\beta$  не приводит к затягиванию переходного процесса, однако вызывает ухудшение его качества (появляется перерегулирование). Изменение параметра  $\alpha$  [46] приводит к аналогичным результатам, однако, в меньшей сте-



пени. Изменение параметра  $k$  [46] не ухудшает качество процесса, хотя при уменьшении  $k$  в 2 раза увеличивается время позиционирования.

Результаты моделирования и сравнение с поведением системы, содержащей только лишь эталонный регулятор, указывают на то, что введение нейроконтроллера позволяет получить систему, обладающую низкой чувствительностью к изменению параметров двигателя и обладающую всеми достоинствами эталонного регулятора.

#### **5.4 Промышленный нейрорегулятор с улучшенной динамикой**

В [24] решена актуальная задача синтеза промышленного регулятора, обеспечивающего качество регулирования в широком диапазоне заданий и параметров объекта. Кроме того, рассмотрен вариант решения этой задачи с использованием искусственных нейронных сетей на основе выбранных параметров и метода обучения сети. На примере двигателя постоянного тока промоделирована работа нейрорегулятор.

Полученные путем моделирования результаты позволяют судить о перспективности синтеза высокоэффективных промышленных нейрорегуляторов. Однако на пути к практическому воплощению идеи интеллектуального управления и внедрения известных принципов в практику построения промышленных регуляторов еще стоит множество проблем. Важнейшей из них остается ограниченность вычислительных ресурсов существующей элементной базы для построения систем управления – реальных МК и сигнальных процессоров [17]. Поэтому весьма актуальной задачей является разработка таких алгоритмов нейросетевого управления, которые являлись бы компромиссом между потенциально высоким качеством управления и реальными возможностями электронных узлов по воплощению этих алгоритмов в практику.

Рассмотрим синтез промышленного нейрорегулятора для ДПТ, работающего по ускоренному алгоритму и обладающего улучшенными динамическими свойствами при реализации на реальных электронных компонентах систем управления [28].

### 5.4.1 Синтез эталонного регулятора

В [24] приведена методика обучения нейронной сети, построенной по многослойной архитектуре [101], наиболее приемлемой для решения задач управления. Там же представлена схема обучения нейроконтроллера, в которой использован эталонный регулятор и модель ДПТ. Параметры модели можно определить путем идентификации и далее использовать их для расчёта эталонного регулятора.

В качестве эталонного регулятора используем оптимальный регулятор, рассчитанный с помощью метода переменного коэффициента усиления [92]. Этот регулятор позволяет реализовать процессы конечной длительности и без перерегулирования в нагрузке с известными параметрами. Однако следует отметить, что полученная система управления не обеспечивает оптимальный по времени переходный процесс. Это связано с фиксированным шагом управления регулятора, длительность которого зависит от напряжения питания и *максимального* угла позиционирования. В итоге время позиционирования системы с нейрорегулятором слабо зависит от заданного угла и остаётся практически одинаковым как для больших, так и для малых углов позиционирования. Следовательно, оптимальный по времени переходный процесс в такой системе может быть обеспечен только для больших углов позиционирования.

Обеспечить минимальное время переходного процесса для различных углов задания может регулятор с неодинаковой длительностью шагов управления и максимальной по модулю амплитудой управляющего воздействия на каждом шаге. Данный регулятор, реализующий времяимпульсную модуляцию (ВИМ) выходного напряжения, выберем в качестве эталонного и рассчитаем по методике, приведённой в [39].

Передаточная функция двигателя постоянного тока по углу позиционирования имеет вид:

$$W(p) = \frac{k}{p(p+a)(p+b)}; \quad (5.31)$$

$$\text{где } k = \frac{1}{T_m T_e k_m};$$

$$a = \frac{1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_e}{T_m}}}{2T_e}; \quad b = \frac{1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T_e}{T_m}}}{2T_e};$$

$T_e = L/R$  – электрическая постоянная двигателя с индуктивностью обмотки

$L$  и сопротивлением  $R$ ;

$$T_m = JR/k_m C_e \text{ – электромеханическая постоянная;}$$

$J$  – момент инерции якоря;

$k_m$  – постоянная тока;

$C_e$  – постоянная противоЭДС.

Для нахождения коэффициентов цифрового регулятора с неравномерным шагом квантования, формирующего управляющие воздействия  $m_1, m_2, m_3$ , равные по модулю, исходя из схемы моделирования объекта управления (рисунок 1 [28]), запишем дифференциальные уравнения и уравнения переходных состояний (без учёта регулятора):  $\dot{\Omega} = 0; \dot{x}_1 = x_2; \dot{x}_2 = x_3 - ax_2; \dot{x}_3 = kU - bx_3; \dot{U} = 0; \Omega(nh^+) = \Omega(nh); x_1(nh^+) = x_1(nh); x_2(nh^+) = x_2(nh); x_3(nh^+) = x_3(nh); U(nh^+) = \Omega(nh) - x_1(nh)$ .

Опираясь на дифференциальные уравнения состояния, составим матрицу коэффициентов  $\mathbf{A}$ :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -b & k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.32)$$

Исходя из уравнений переходных состояний, составим матрицу  $\mathbf{B}$ :

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.33)$$

Запишем расширенный вектор-столбец состояния системы:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \Omega \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ U \end{bmatrix}. \quad (5.34)$$

Вектор-столбец начальных условий будет иметь вид:

$$\mathbf{V}(0) = \begin{bmatrix} \Omega(0) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \Omega(0) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.35)$$

По матрице коэффициентов определяем матрицу перехода системы на первом интервале квантования:

$$\Phi(h_1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & M_1 & P_1 & kL_1 \\ 0 & 0 & A_1 & W_1 & kP_1 \\ 0 & 0 & 0 & B_1 & kQ_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.36)$$

где  $A_1 = e^{-ah_1}$ ;  $B_1 = e^{-bh_1}$ ;

$$L_1 = \frac{abh_1 - a - b + \frac{b^2 e^{-ah_1} - a^2 e^{-bh_1}}{b-a}}{b^2 a^2};$$

$$M_1 = \frac{1 - e^{-ah_1}}{a}; \quad P_1 = \frac{1 + \frac{be^{-ah_1} - ae^{-bh_1}}{a-b}}{ab};$$

$$Q_1 = \frac{1 - e^{-bh_1}}{b}; \quad W_1 = \frac{e^{-ah_1} - e^{-bh_1}}{b-a}.$$

Для определения состояния системы в различные моменты времени воспользуемся уравнениями переходных состояний [92]:

$$\mathbf{V}(nh^+) = \mathbf{B}\mathbf{V}(nh); \quad (5.37)$$

$$\mathbf{V}((n+1)h) = \mathbf{\Phi}(h) \mathbf{V}(nh^+). \quad (5.38)$$

С учётом неравномерности шага квантования из (5.37), (5.38) для первого шага получим:

$$\mathbf{V}(0^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ m_1 \end{bmatrix}; \quad (5.39)$$

$$\mathbf{V}(h_1) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 \\ kP_1m_1 \\ kQ_1m_1 \\ m_1 \end{bmatrix}. \quad (5.40)$$

Для второго интервала квантования матрица перехода системы будет иметь вид:

$$\mathbf{\Phi}(h_2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & M_2 & P_2 & kL_2 \\ 0 & 0 & A_2 & W_2 & kP_2 \\ 0 & 0 & 0 & B_2 & kQ_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.41)$$

где  $A_2 = e^{-ah_2}$ ;  $B_2 = e^{-bh_2}$ ;

$$L_2 = \frac{abh_2 - a - b + \frac{b^2e^{-ah_2} - a^2e^{-bh_2}}{b-a}}{b^2a^2};$$

$$M_2 = \frac{1 - e^{-ah_2}}{a}; \quad P_2 = \frac{1 + \frac{be^{-ah_2} - ae^{-bh_2}}{a-b}}{ab};$$

$$Q_2 = \frac{1 - e^{-bh_2}}{b}; \quad W_2 = \frac{e^{-ah_2} - e^{-bh_2}}{b-a}.$$

Из (5.37), (5.38) с учётом (5.40), (5.41) получим:

$$\mathbf{V}(h_1^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 \\ kP_1m_1 \\ kQ_1m_1 \\ m_2 \end{bmatrix}; \quad (5.42)$$

$$\mathbf{V}(h_1+h_2) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 + kM_2P_1m_1 + kP_2Q_1m_1 + kL_2m_2 \\ kA_2P_1m_1 + kW_2Q_1m_1 + kP_2m_2 \\ kB_2Q_1m_1 + kQ_2m_2 \\ m_2 \end{bmatrix}. \quad (5.43)$$

Для третьего интервала квантования матрица перехода системы будет иметь вид:

$$\Phi(h_3) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & M_3 & P_3 & kL_3 \\ 0 & 0 & A_3 & W_3 & kP_3 \\ 0 & 0 & 0 & B_3 & kQ_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.44)$$

где  $A_3 = e^{-ah_3}$ ;  $B_3 = e^{-bh_3}$ ;

$$L_3 = \frac{abh_3 - a - b + \frac{b^2e^{-ah_3} - a^2e^{-bh_3}}{b-a}}{b^2a^2};$$

$$M_3 = \frac{1 - e^{-ah_3}}{a}; \quad P_3 = \frac{1 + \frac{be^{-ah_3} - ae^{-bh_3}}{a-b}}{ab};$$

$$Q_3 = \frac{1 - e^{-bh_3}}{b}; \quad W_3 = \frac{e^{-ah_3} - e^{-bh_3}}{b-a}.$$

Из (5.37), (5.38) с учётом (5.43), (5.44) получим:

$$\mathbf{V}((h_1+h_2)^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 + kM_2P_1m_1 + kP_2Q_1m_1 + kL_2m_2 \\ kA_2P_1m_1 + kW_2Q_1m_1 + kP_2m_2 \\ kB_2Q_1m_1 + kQ_2m_2 \\ m_3 \end{bmatrix}; \quad (5.45)$$

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{V}(h_1 + h_2 + h_3) = \\
 & = \begin{bmatrix} 1 \\ kL_1m_1 + kM_2P_1m_1 + kP_2Q_1m_1 + kL_2m_2 + kM_3A_2P_1m_1 + kM_3W_2Q_1m_1 + \\ + kM_3P_2m_2 + kP_3B_2Q_1m_1 + kP_3Q_2m_2 + kL_3m_3 \\ kA_3A_2P_1m_1 + kA_3W_2Q_1m_1 + kA_3P_2m_2 + kW_3B_2Q_1m_1 + kW_3Q_2m_2 + kP_3m_3 \\ kB_3B_2Q_1m_1 + kB_3Q_2m_2 + kQ_3m_3 \\ m_3 \end{bmatrix}. \quad (5.46)
 \end{aligned}$$

Поскольку передаточная функция объекта управления (5.31) третьего порядка, в системе можно реализовать процесс конечной длительности за три периода замыкания ключа. Для реализации процесса конечной длительности должны выполняться условия:

$$\begin{cases} x_1(h_1 + h_2 + h_3) = \Omega \\ x_2(h_1 + h_2 + h_3) = 0 \\ x_3(h_1 + h_2 + h_3) = 0 \end{cases}. \quad (5.47)$$

На основании (5.46) и (5.47) составим систему уравнений.

$$\begin{cases} k \left( L_1m_1 + M_2P_1m_1 + P_2Q_1m_1 + L_2m_2 + M_3A_2P_1m_1 + M_3W_2Q_1m_1 + \right. \\ \left. + M_3P_2m_2 + P_3B_2Q_1m_1 + P_3Q_2m_2 + L_3m_3 \right) = \Omega \\ k(A_3A_2P_1m_1 + A_3W_2Q_1m_1 + A_3P_2m_2 + W_3B_2Q_1m_1 + W_3Q_2m_2 + P_3m_3) = 0 \\ k(B_3B_2Q_1m_1 + B_3Q_2m_2 + Q_3m_3) = 0 \end{cases}. \quad (5.48)$$

Так как амплитуда управляющих воздействий  $m_1, m_2, m_3$  известна и представляет собой фиксированное для каждого шага регулирования значение, определяемое ограничениями на воздействия для конкретного ДПТ, то система (5.48) содержит три неизвестные величины –  $h_1, h_2, h_3$ . Следовательно, решая данную систему для различных углов задания  $\Omega$ , можно определить необходимую длительность шагов квантования  $h_1, h_2, h_3$  и реализовать эталонный регулятор. Однако данная система не имеет аналитического решения, поскольку содержит трансцендентные функции неизвестных. Поэтому для реализации эталонного регулятора необходимо численными методами получить решения для всех углов задания, которые формируют обучающую выборку.

### 5.4.2 Обучение нейроконтроллера

На рисунке 2 [28] приведена система с эталонным регулятором, формирующим управляющие воздействия одинаковой по модулю амплитуды и различной длительности в соответствии с сигналом задания шага дискретизации, полученного путём решения системы (5.48) для соответствующего угла позиционирования. Там же даны диаграммы работы схемы формирования обучающей выборки и отработки задания системой с эталонным регулятором, ошибка позиционирования, скорость вращения (она же – скорость изменения ошибки).

Эти данные при обучении подаются на соответствующие входы нейронной сети. Сигнал управления, вырабатываемый эталонным регулятором, является желаемым выходом нейронной сети, используемым для вычисления ошибки обучения и коррекции весовых коэффициентов в процессе обучения.

Следующий шаг в проектировании нейрорегулятора – выбор структуры нейронной сети (количества слоёв и нейронов в каждом слое). В качестве начальных условий при выборе этой структуры зададим следующие параметры: максимальное число скрытых слоёв – два, максимальное количество нейронов в слое – пять, количество обучений одной и той же структуры нейронной сети – три, число эпох обучения – 200. В результате расчетов удалось установить, что минимальную ошибку дают структуры скрытых слоёв 5-0, 2-5, 3-3, 5-2.

Предварительное моделирование [28] системы управления с обученным нейроконтроллером показало, что все выбранные структуры пригодны для построения нейрорегулятора. Для технической реализации предпочтительнее выбирать структуру, содержащую минимальное количество нейронов. С этой точки зрения структура 5-0 является наилучшей из выше перечисленных. Однако, форма управляющего напряжения, вырабатываемого этим нейроконтроллером, заметно отличается от формы сигнала других структур и эталонного регулятора (фронты более пологи, а амплитудное значение меньше). Это может свидетельствовать о недостаточно хорошей аппроксимации сигнала эталонного регулятора, что нежелательно. Поэтому, исходя из критерия минимума структуры, для реализации была выбрана сеть с двумя скрытыми слоями вида 3-3. Т.е. общая



структура сети будет иметь вид 2-3-3-1. Для данной сети по формуле

$$M = \sum_{k=2}^K N_k (N_{k-1} + 1). \quad (5.49)$$

рассчитано количество операций сложения и умножения (25 шт.). Кроме того, для функционирования сети необходимо 6 вычислений активационных функций вида гиперболический тангенс. Так было установлено, что данный нейроконтроллер выигрывает у модели с постоянным шагом квантования не только в быстродействии, но и в простоте нейронной сети, необходимой для его реализации.

### 5.5 Идентификация объекта управления с помощью ИНС

Попытки использования ИНС для идентификации объектов управления и процессов предпринимаются уже достаточно давно. Так, в [114] используется мультивходовая-мультивыходовая рекуррентная нейронная сеть (MIMO RNN) как универсальный инструмент для высокоскоростного обнаружения опрокидывания фазы, адаптивной идентификации сигналов управления и защиты в энергетических системах. Отмечается проблема создания адекватных обучающих выборок, оптимизации структуры сети, а также последующей валидации с учетом не только Off-line, но и экспериментальных данных.

С помощью стенда для исследований квазиоптимальных регуляторов [33] в ходе экспериментов были получены данные, свидетельствующие о существенной нелинейности некоторых реальных ОУ. При этом динамика регулятора ухудшается, а процесс перехода в режим слежения замедляется. В широком диапазоне заданий на регулирование для таких ОУ наблюдается колебательный процесс с элементами перерегулирования. Из этого следует необходимость использования нелинейных моделей ОУ, например – на базе ИНС.

Дискретное описание подобного ОУ может быть представлено с помощью следующих разностных уравнений:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[k+1] &= \Phi(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]); \\ \mathbf{y}[k] &= F(\mathbf{x}[k]), \end{aligned} \quad (5.50)$$

где  $\mathbf{x}[k]$  – вектор переменных состояний;  
 $\mathbf{x}[k]$  – вектор входных сигналов;  
 $\mathbf{y}[k]$  – вектор выходных сигналов;  
 $\Phi(\dots)$  и  $F(\dots)$  – вектор-функции, определяющие нелинейные статические преобразования.

На рисунке 5.12 представлены экспериментальные данные, снятые во время самонастройки квазиоптимального регулятора на нелинейный ОУ. Воздействие представляет собой в данном случае ШИМ-сигнал, вырабатываемый квазиоптимальным регулятором, а отклик ОУ является решетчатой функцией оценки непрерывного сигнала регулируемого параметра на выходе ОУ.



Рисунок 5.10 – Экспериментальные данные, снятые во время самонастройки квазиоптимального регулятора на нелинейный ОУ

### 5.5.1 Алгоритм и структура нейроидентификатора

Возможны два основных подхода к идентификации ОУ: прямой и обратный. Во втором случае строится инверсная модель ОУ, для чего вектором входа ИНС становятся выходные данные ОУ, а с помощью того или иного алгоритма обучения стремятся аппроксимировать с помощью сети вектор входных воз-

действий. В нашем случае в качестве цели идентификации ОУ, для которого связь выхода с входом задается соотношением  $y = P(u)$ , выберем построение его прямой аппроксимирующей модели, для которой связь выхода с входом задается соотношением  $\hat{y} = \hat{P}(u)$ , причем

$$\|\hat{y} - y\| = \|\hat{P}(u) - P(u)\| \leq \varepsilon, u \in U, \quad (5.51)$$

где  $\varepsilon > 0$ ;

$U$  – допустимое множество управляющих сигналов на входе ОУ.

ИНС прямого распространения генерируют мгновенный отклик и позволяют моделировать установившиеся режимы ОУ, но не его динамику. Наиболее адекватно поведение динамических объектов способны воспроизводить рекуррентные ИНС реального времени. Однако, предполагая в последующем использование полученной модели в составе реального промышленного регулятора с ограниченными вычислительными ресурсами и объемом памяти, целесообразно выбирать наименее ресурсозатратные решения. Алгоритм обратного распространения ошибки эффективнее для ИНС прямого распространения. Поэтому за основу возьмем именно такую сеть, но с элементами задержки, сохраняющими временные последовательности входных векторов (рисунок 5.13).

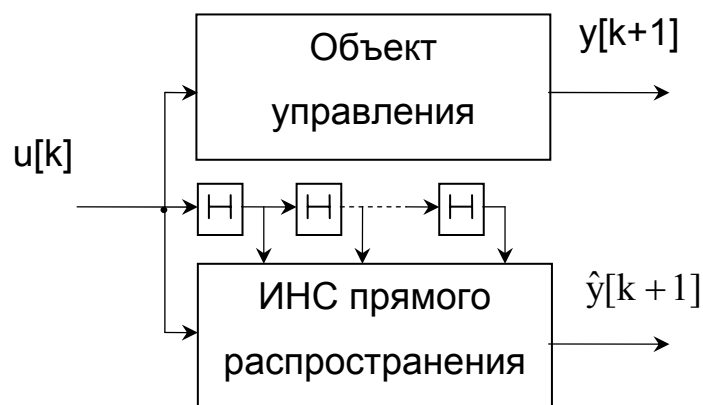


Рисунок 5.11 – Структура ИНС прямого распространения с элементами задержки

В данной структуре можно реализовать как одношаговый предиктор, так и нейроэмулятор. Это потребует подачи по цепи обратной связи одного из вы-

ходных сигналов  $y[k+1]$  либо  $\hat{y}[k+1]$  обратно на вход ИНС аналогично входному сигналу, т.е. – через элементы задержки.

Первоначальная «инициализирующая» идентификация проводится в т.н. *off-line* режиме по всей совокупности выборок входного и выходного векторов. Исходные (экспериментальные) данные предварительно были пронормированы. Количество слоев составило 3 со структурой [1-3-1]. Активационные функции скрытых слоев – сигмоиды, а выходного слоя – линейная, что позволяет получить требуемый диапазон выходных сигналов моделируемого объекта.

За основу была взята ИНС прямого распространения с двумя задержанными входами. Это позволяет охарактеризовать динамику исследуемого объекта, линейная модель которого с достаточной точностью может быть описана дифференциальным уравнением третьего порядка. Для обучения сети использовался алгоритм обратного распространения Левенберга–Марквардта, который обеспечивает наименьшее время тренировки. В результате идентификации ОУ получены численные значения весовых коэффициентов и смещений ИНС. Результаты представлены на рисунке 5.14.

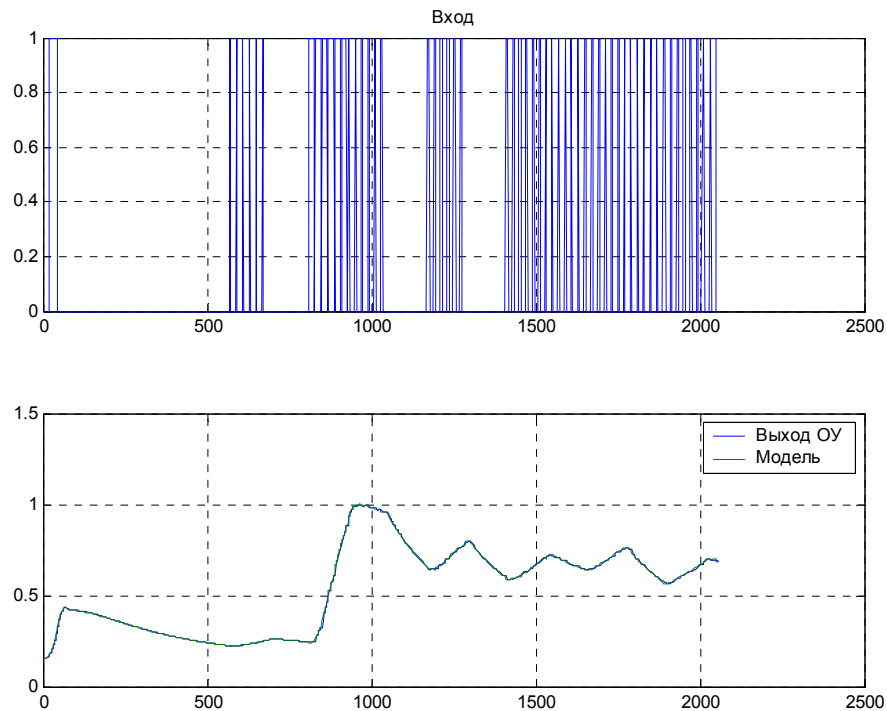


Рисунок 5.12 – Отклик ОУ и ИНС на идентифицирующий сигнал

Как следует из рисунка 5.14, построенная ИНС и ее параметры, полученные в процессе обучения, позволяют воспроизвести отклик на идентифицирующий сигнал, в очень высокой степени совпадающий с реакцией реального ОУ на такой же сигнал. Это дает возможность создавать замкнутые нейросетевые системы управления с эталонной моделью (например, для обеспечения робастности) либо использовать ИНС для оценки состояний ОУ, недоступных для наблюдения (применяя, в том числе, бездатчиковое управление).

### ***5.5.2 Анализ задачи идентификации нелинейного ОУ***

Современные электротехнические и электротехнологические производственные комплексы все в большей степени оснащаются средствами интеллектуального автоматического управления, которое повышает конкурентоспособность конечной продукции. Однако перенасыщенность высокотехнологичным программируемым оборудованием существенно усложняет процесс отладки, предопределяет слишком высокие требования к персоналу, требует больших затрат времени на выполнение пусковых работ и, наконец, снижает экономические показатели. Поэтому все более актуальными становятся такие специфические требования к любой новой продукции в области автоматизации производственных процессов, как максимальная автономность не только на стадии эксплуатации, но и хотя бы частичная автоматизация и возможность дистанционной работы во время пусконаладочных работ.

Теория автоматического управления (ТАУ) имеет хорошо проработанные методы синтеза цифровых систем автоматического управления (САУ), которые обеспечивают высокое качество регулирования (переходного процесса, например) в линейных объектах управления (ОУ) с известными параметрами передаточной функции. Наилучшие характеристики сегодня имеют САУ, которые содержат опорные модели в контуре управления (MRAC). Кроме других преимуществ (качество регулирования) такие системы можно превратить в адаптивные, если в соответствии с разработанными правилами изменять параметры модели. Отдельным и непростым вопросом остается определение параметров

модели (параметрическая идентификация). В некоторых случаях они известны от разработчика, в других – могут быть получены в результате измерений или испытаний с подачей специальных воздействий на ОУ (идентификационные эксперименты). Однако большинство реальных ОУ имеют нелинейную природу. Для них довольно часто неизвестны не только параметры, но и вид модели. Единственно, что на практике обычно доступно, – это возможность установления связи между входом ОУ и его выходом. Эффективное управление этими ОУ лишь с использованием традиционного для ТАУ математического аппарата (линейные и интегральные преобразования) невозможно. Моделирование нелинейных ОУ имеет собственную особую специфику. Один из перспективных методов – использование искусственных нейронных сетей (ИНС), которые являются универсальными аппроксиматорами и позволяют с нужной точностью моделировать динамику практически любого ОУ [126].

Общий подход к решению проблемы идентификации в контексте ИНС показан в [20], однако остается нерешенным вопрос практической реализации автоматических и дистанционных режимов обучения сети при работе с ОУ.

Дальнейшей целью исследований становится разработка методов и экспериментальной системы, которые бы позволили выполнять физическое моделирование широких классов реальных ОУ для работы в замкнутых САУ. Выявленные возможности ИНС для моделирования нелинейных ОУ открывают путь к разработке практических методов идентификации ОУ с помощью ИНС и экспериментальной проверки на примерах нескольких ОУ.

Разрабатываемая система должна работать в двух режимах:

- 1) создание, отладка и проверка модели реального ОУ в полуавтоматическом режиме с применением аппаратных и программных средств персонального компьютера (ПК);

- 2) номинальный режим оптимального управления ОУ с помощью автономного от ПК адаптивного микропроцессорного регулятора с полуавтоматической коррекцией параметров модели. Необходимо интенсивное использование современных промышленных интерфейсов.

### 5.5.3 Создание модели объекта управления

Универсальные промышленные регуляторы должны обеспечивать высокое качество управления широкими классами реальных ОУ, которые могут быть представлены разными математическими моделями с неизвестными на стадии производства регулятора параметрами. Процесс создания адекватной модели ОУ может происходить в соответствии с рисунком 5.15.

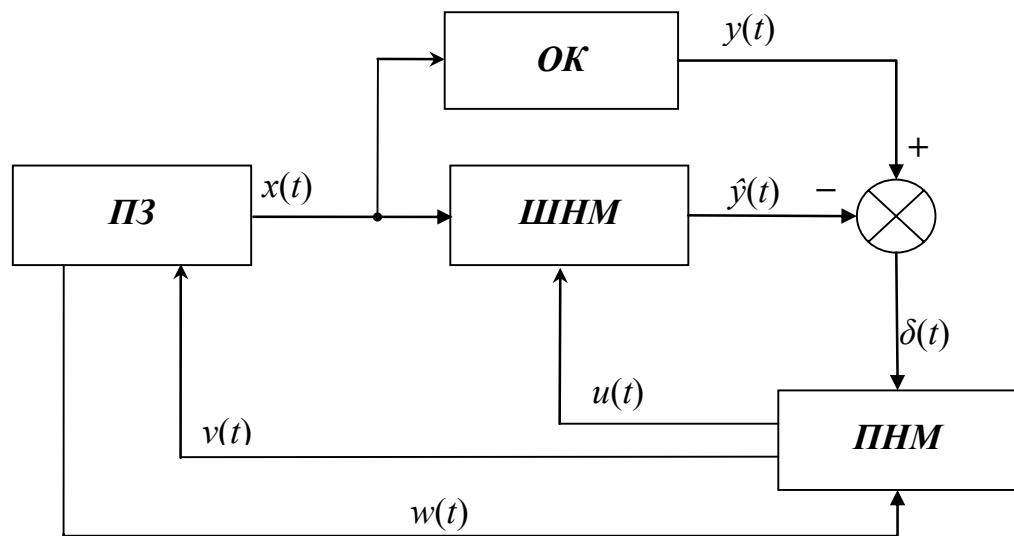


Рисунок 5.13 – Схема создания модели ОУ

ПЗ – устройство задания; ПНМ – устройство отладки сети;  $x(t)$  – сигнал задания;  $y(t)$  – реакция ОУ на задание (переходной процесс);  $\hat{y}(t)$  – реакция ШНМ на задачу (переходной процесс);  $\delta(t)$  – ошибка аппроксимации (идентификации);  $u(t)$  – сигнал корректировки коэффициентов ИНС;  $w(t)$  – информация о типичных заданиях на регулирование;  $v(t)$  – информация о задании для идентификации.

Все сигналы на рисунке 5.15 условно представлены в непрерывной форме, хотя во время разработки алгоритмов, программ и практической реализации надо использовать дискретизированные по времени и квантованные по уровню величины, что облегчит в дальнейшем создание прикладного программного обеспечения встроенного контроллера.

ПЗ предназначено, во-первых, для формирования типичных для данного

*ОУ* заданий на регулирование. Диапазон, скорость и закон изменения определяются конкретным применением регулятора: это именно то, что привязывает изготовленный и установленный промышленный регулятор к нуждам данного производства, технологического процесса и т.п., а разработчика регулятора – к тому, кто будет эксплуатировать настроенную систему. Если регулятор используется для управления электрическим двигателем, в качестве параметров задания могут присутствовать номинальные значения и диапазон изменения скорости вращения вала, угла поворота ротора или величины линейного перемещения и т.п. Если *ОУ* – электропечь, *ПЗ* должен задавать нужный параметр (или закон его изменения) и т.п. Необходимые параметры должны быть согласованы в рамках задания до начала процесса пуско-наладки.

Опираясь на определенную вручную структуру ИНС, ПНМ изменяет коэффициенты сети, стараясь свести статическую и динамическую ошибку идентификации  $\delta(t)$  к технически приемлемому значению:

$$\delta(t) = \|y(t) - y(t)\| < \Delta. \quad (5.52)$$

Вторая важная задача *ПЗ* обусловлена особенностью работы на этапе создания модели. Она также заключается в формировании задания для обеспечения эксперимента по идентификации *ОУ* в процессе обучения *ИНС*. Это формирование выполняется автоматически с помощью *ПНМ*. Вид идентифицирующих воздействий не известен разработчику регулятора и определяется потребностями алгоритма обучения *ИНС*, а также с учетом вышеупомянутых типовых заданий на регулирование.

В [28] впервые предложен принцип формирования обучающей выборки, предусматривающий подачу на *ОУ* импульсных сигналов, амплитуда которых постепенно принимает значения от максимально до минимально допустимого. Такой вид сигнала равномерно охватывает весь динамический диапазон заданий, гармонично вписывается во множество возможных сигналов, которые будет генерировать в последующем цифровой регулятор, а также подчиняет обучение определенной логике.



Поскольку, как показано в [28], качество функционирования нейроконтроллеров со структурами скрытых слоев 3-3, 2-5, 5-2 мало различается, то, исходя из критерия минимальности структуры, для реализации выберем сеть с двумя скрытыми слоями вида 3-3. Т.е., общая структура сети будет 2-3-3-1.

Наиболее адекватно поведение динамических объектов могут воссоздать рекуррентные *ИНС* реального времени. Однако, в соответствии с рекомендациями [20], предполагая в дальнейшем использование полученной модели в составе реального промышленного регулятора с ограниченными вычислительными ресурсами и объемом памяти, целесообразно принять за основу сеть прямого распространения с элементами задержки (на практике – ячейками памяти), которые будут сохранять временные последовательности входных векторов.

Первая задача – это моделирование работы структуры рисунка 5.15. В качестве *ОУ* были взяты известные модели (двигатель постоянного тока, нагреватель и т.п.), которые и считались реальными *ОУ*. Это дает возможность сэкономить время на физическом моделировании. После определения структуры сети [28] и [24] было проведено обучение *ИНС* сначала в ручном режиме по принципам, изложенным в [8]. Это позволило сформировать все необходимое для дальнейших шагов по разработке ключевого блока *ПНМ*.

На рисунке 5.16 проиллюстрирована работа разработанной *Simulink*-функции, с помощью которой создается учебная и тестовая выборки. Сигнал с амплитудно- и широтно-импульсной модуляциями позволяет равномерно охватить весь рабочий диапазон исследуемой системы.

На втором этапе *ПНМ* был реализован средствами *MATLAB-Simulink*. В процессе исследования были разработаны новые алгоритмы, блоки и *S*-функции. В итоге удалось получить совпадение переходных процессов в «реальном *ОУ*» и в модели при условии подачи на их входы идентичных типовых для данного *ОУ* заданий на регулирование.

Дальнейших усилий требует проверка инвариантности модели к изменению параметров *ОУ* и возможности подстройки ее параметров. Итоговое исследование предусматривает переход к действительно реальным *ОУ* (двигате-

лям, нагревателям и т.п.) и постановку экспериментов, когда персональный компьютер из среды *Simulink* выдает задания на регулирование через интерфейс связи на целевую плату с МК и, одновременно, – на ИНС в *MATLAB* (в самом ПК) и выполняет обучение сети в полуавтономном режиме (с оператором).

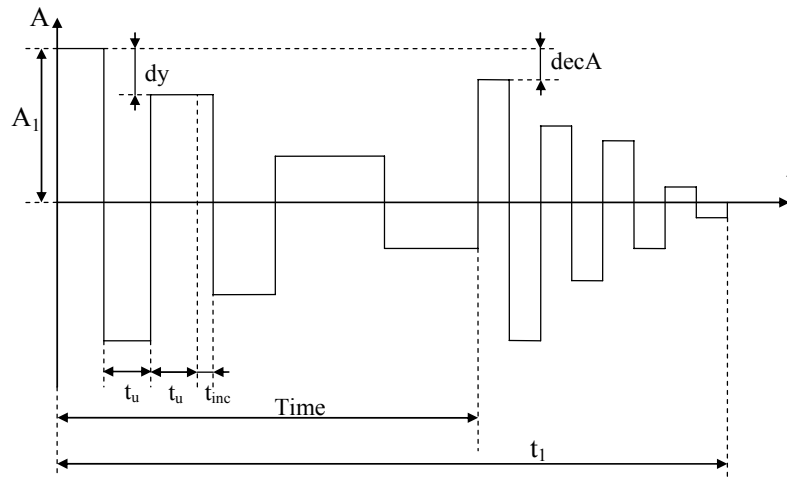


Рисунок 5.14 – Форма обучающего сигнала

#### 5.5.4 Номинальный режим оптимального управления

После предварительной настройки замкнутой системы автоматического управления – получения модели реального объекта управления – нужно выйти на номинальный технологический режим работы. На рисунке 5.17 показана замкнутая целевая САУ с опорной моделью, определенная на предыдущем этапе. На рисунке: ОЦР – оптимальный цифровой регулятор; ПН – устройство настройки (адаптации) ОЦР; ВІ – узел интерфейса; ПК – персональный компьютер;  $\varepsilon(t)$  – ошибка регулирования;  $u(t)$  – регулирующее воздействие;  $k(t)$  – сигнал изменения коэффициентов;  $a(t)$  – команда адаптации;  $c(t)$  – команда коррекции;  $i(t)$  – сигналы связи с ПК.

Номинальный режим оптимального управления ОУ реализуется с помощью автономного от ПК адаптивного микропроцессорного регулятора с полуавтоматической коррекцией параметров модели. Но, благодаря удешевлению промышленных компьютеров и их широкому применению в SCADA-системах, совсем отказываться от ПК в ряде случаев не обязательно. Корректировка мо-

дели (адаптация) теперь может опираться на мощность программных средств *ПК* и осуществляться с использованием современных скоростных интерфейсов связи с промышленным регулятором.

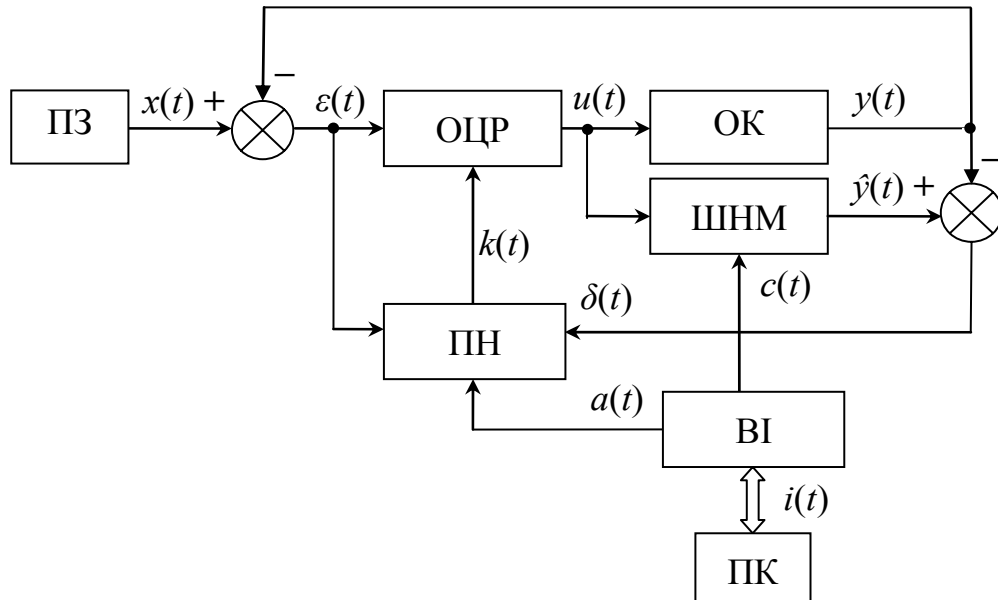


Рисунок 5.15 – Замкнутая САУ с опорной моделью

Разработанный метод идентификации можно представить в сокращенном виде следующим образом:

1. Снятие амплитудной характеристики ОУ.
2. Построение прямой и инверсной модели.
3. Подача на ОУ тестовых воздействий и определение реакции линейной части с нелинейной обратной связью.
4. Идентификация линейной части ОУ с нелинейной обратной связью.
5. Объединение линейной части ОУ с нелинейной обратной связью и нелинейной части прямой модели.

На примере нелинейного ОУ, который содержит линейное звено, нелинейный элемент и обратную связь, на рисунке 5.18 приведены результаты моделирования процессов идентификации для всех режимов: реакция ОУ и его модели на воздействие тестовой выборки.

Из данной диаграммы видно, что выходные сигналы с ОУ и его модели совпадают с достаточно малой ошибкой, что свидетельствует об адекватности

предложенного алгоритма определения модели. Приведенный метод идентификации можно применять для идентификации ОУ со стационарными параметрами. Это должно происходить вне основного технологического процесса.

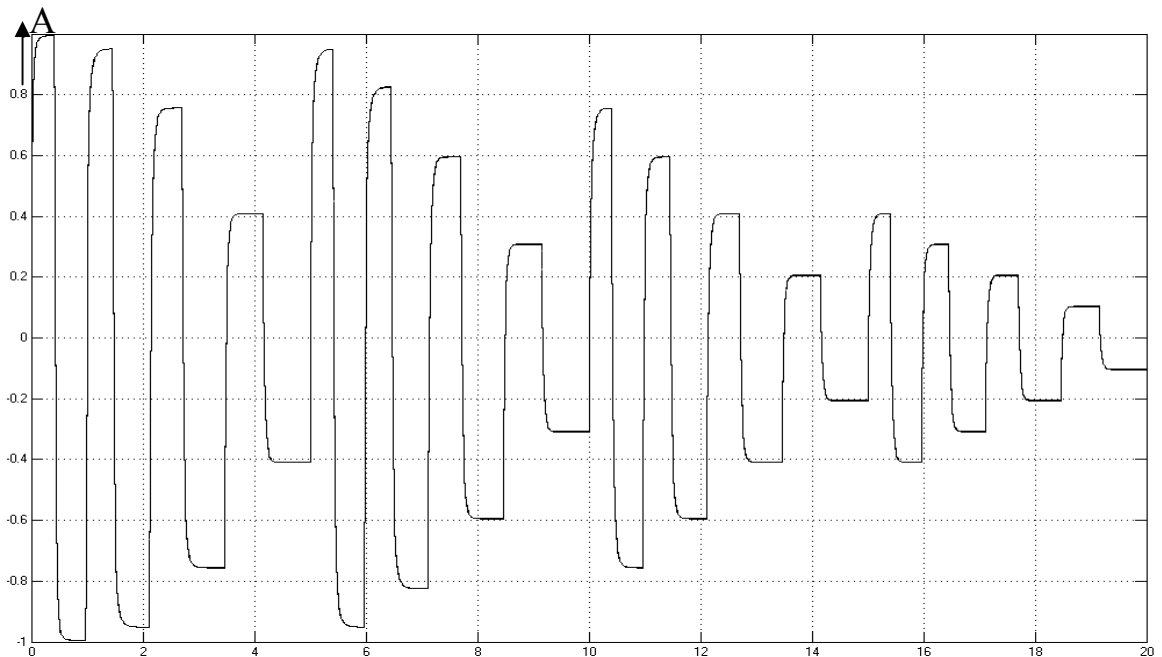


Рисунок 5.16 – Реакция ОУ и его модели на тестовую выборку

При определении обучающей выборки для сети необходимо следить за тем, чтобы обучающий сигнал был такой величины, при которой нелинейный ОУ не входит в зону насыщения и нечувствительности. Иначе, инверсная модель ИНС не сможет дать однозначный отклик, т.е. для одинаковых входных воздействий на выходе будут присутствовать разные выходные сигналы. Если даже отбросить эти выборки с помощью специальной функции обработки и провести обучение ИНС, все равно невозможно выяснить, какой именно сигнал должен быть на выходе линейной части. Это может быть целое множество функций, которые будут описывать идентифицированную систему в целом. Использование предложенного метода без предварительного анализа переходного процесса приведет к ошибке идентификации ОУ.

Таким образом, использование предложенного метода идентификации ограничено работой реального объекта вне зоны насыщения и нечувствительности во время идентификационного эксперимента и обучения ИНС.

## 5.6 Выводы

1. При проектировании универсальных промышленных регуляторов для идентификации параметров ОУ предпочтительнее регрессионный метод наименьших квадратов, позволяющий работать с сигналами произвольной формы. Предложенный многоэтапный алгоритм идентификации ОУ, базирующийся на формировании тестового воздействия в виде импульса максимальной мощности, обеспечивает требуемое качество настройки регулятора.

2. Решена актуальная задача синтеза промышленного регулятора с высоким качеством регулирования в широком диапазоне заданий и параметров ОУ на основе ИНС, построенной по многослойной архитектуре. Схема обучения нейроконтроллера содержит модель ОУ с параметрами, определяемыми путем идентификации, а также эталонный регулятор, позволяющий получить процессы конечной длительности и без перерегулирования.

3. Для синтезированного эталонного ВИМ-регулятора, используемого при обучении искусственной нейронной сети, разработана схема формирования обучающей выборки, проанализированы варианты топологии ИНС и сформулированы рекомендации по построению быстродействующего нейроконтроллера со сниженными требованиями к вычислительным ресурсам.

4. По результатам экспериментальных данных, полученных с помощью квазиоптимального регулятора, определены параметры прямой нейросетевой модели реального ОУ. Эта модель с высокой точностью повторяет статические и динамические свойства объекта, что позволяет использовать ее в контуре замкнутой системы автоматического управления.

5. Практическая реализация автоматических и дистанционных режимов обучения ИНС при работе с реальным ОУ, функционирующим, как с использованием аппаратных и программных средств персонального компьютера, так и автономно, может быть выполнена с помощью разработанного полуавтоматического алгоритма создания, настройки и проверки модели.

## РАЗДЕЛ 6

### КРИП С КВАЗИОПТИМАЛЬНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

В разделе рассмотрены перспективы использования квазиоптимального регулирования в системах, содержащих квазирезонансные импульсные преобразователи напряжения (КРИП).

Решение задач снижения энергопотребления, сформулированных в новом плане энергоэффективности, разработанном Европейской Комиссией, предполагает все более широкое внедрение систем энергетической электроники [123]. Совершенствование этих систем лежит в плоскостях повышения частоты преобразования электроэнергии, лучшей топологии, продвинутого управления и др. Для маломощных систем электропитания в данный контекст хорошо вписываются квазирезонансные импульсные преобразователи (КРИП), наиболее полно классифицированные в [71]. Развитие этого класса импульсных преобразователей энергии продолжается [111, 112, 116].

Перспективным следует считать использование КРИП в системах точного регулирования, поскольку достигаемые высокие частоты преобразования, помимо снижения габаритов устройства, позволяют также улучшить динамические характеристики системы за счет уменьшения постоянных времени фильтрующих цепей. В этих системах КРИП может рассматриваться в качестве звена системы управления с соответствующими параметрами. Это, в перспективе, позволяет реализовать продвинутые алгоритмы регулирования, например [14].

В [21] предложен подход, позволивший наглядно представить элементы КРИП, переключаемого при нулевом напряжении, в качестве звеньев системы в пространстве состояния, что стало фундаментом для построения оптимальных регуляторов в замкнутых системах автоматического управления. Вместе с тем, в известных работах отсутствует информация, касающаяся других перспективных импульсных преобразователей, в частности – повышающих КРИП.

## 6.1 Определение векторов состояния КРИП-ПНН

В [47 и 49] разработаны основные теоретические и практические положения проектирования квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе (КРИП-ПНТ). В этих работах получены динамические процессы в преобразователе, произведен выбор типа и параметров регуляторов обратной связи, произведена оценка хорошего влияния КРИП-ПНТ на питающую сеть. Из полученных результатов можно сделать вывод о возможности успешного применения КРИП-ПНТ для проектирования компактных систем питания аппаратуры различного назначения. Несмотря на отмеченные достоинства, данный тип преобразователя обладает рядом недостатков [21]:

- необходим широкий диапазон частот для регулирования напряжения;
- низкий коэффициент усиления на высоких рабочих частотах;
- необходимость слежения за длительностью резонанса тока в контуре.

В квазирезонансном преобразователе, переключаемом при нулевом напряжении (КРИП-ПНН, рисунок 6.1) некоторые вышеперечисленные недостатки отсутствуют, а именно:

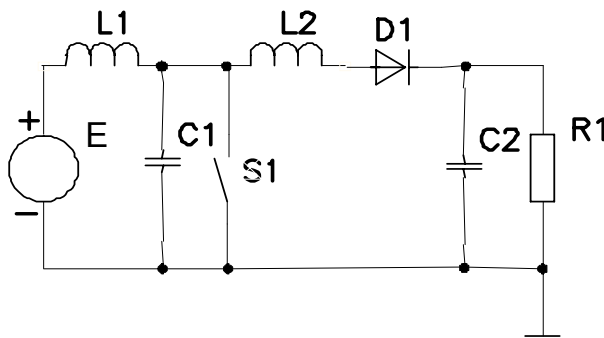


Рисунок 6.1 – Упрощенная функциональная схема исследуемого КРИП-ПНН

- за счет малых потерь при включении силового ключа возможно значительное повышение частоты преобразования [71];
- высокая частота преобразования дает возможность отказаться от сглаживающих фильтров и улучшить динамику преобразователя;
- необходимо производить слежение за резонансом напряжений (а не токов) в контуре, что проще реализуется схемотехнически.

В отличие от КРИП-ПНТ здесь отсутствует запасание энергии в выходной емкости запертого ключа, что также снижает проникновение помех через паразитные элементы в цепи управления.

В [71] приведен упрощенный анализ КРИП-ПНН, причем преобразователь представлен в виде генератора постоянного тока, питающего нагрузку, которая замещена источником напряжения. При построении высокоточных систем питания систем, в которых предъявляются высокие требования к динамическим характеристикам, а также электромагнитной совместимости и массогабаритным показателям, требуются соотношения, учитывающие конечные значения номиналов дросселя  $L1$  и конденсатора  $C2$ . Поэтому проведем более точный анализ установившегося режима работы КРИП-ПНН, что открывает дополнительные возможности построения систем управления преобразователем.

Как и в КРИП-ПНТ, полный период частоты переключения в установившемся режиме можно разделить на четыре интервала, начиная с момента выключения ключа  $S1$ . Поскольку на каждом из интервалов эквивалентная схема КРИП-ПНН представляет собой линейную стационарную систему, она может быть описана совокупностью линейных дифференциальных уравнений первого порядка с постоянными коэффициентами, которую можно представить в следующей векторно-матричной форме [92]:

$$\frac{d\mathbf{v}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{v}(t), \quad (6.1)$$

где  $\mathbf{A}$  – матрица коэффициентов;

$\mathbf{v}(t)$  – вектор-столбец состояния системы увеличенной размерности.

Для КРИП-ПНН

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1} \\ u_{C1} \\ i_{L2} \\ u_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \quad (6.2)$$



причем:

$i_{L1}, i_{L2}$  – токи через индуктивности  $L1$  и  $L2$ , соответственно;

$u_{C1}, u_{C2}$  – напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ .

Решения уравнений состояния (6.1) находятся в форме:

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{\Phi}(t)\mathbf{v}(0^+), \quad (6.3)$$

где  $\mathbf{\Phi}(t)$  – расширенная матрица перехода системы;

$\mathbf{v}(0^+)$  – вектор начальных условий.

Вычисление  $\mathbf{\Phi}(t)$  можно произвести по следующему алгоритму:

$$\mathbf{\Phi}(t) = L^{-1} \left\{ [p\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \right\}, \quad (6.4)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

Расчет КРИП-ПНН можно произвести различными методами, в том числе – используя классический подход. Однако применение теории пространства состояний позволяет задать алгоритм систематического и планомерного решения задачи. Это особенно актуально при анализе нестандартных дискретных систем со сложными законами прерывания сигналов. КРИП-ПНН совместно с системой управления является примером такой системы. Поскольку в КРИП используется резонансный ключ, для управления выходным напряжением применяется метод регулирования частоты. Анализ систем с частотно-импульсной модуляцией, как известно, сопряжен с рядом трудностей. Кроме того, учет паразитных элементов схемы КРИП-ПНН и неидеальности источника питания создает почти непреодолимые затруднения при использовании классического анализа.

Последовательно проведем анализ КРИП-ПНН на каждом из четырех интервалов периода переключения, чтобы определить исходные данные для применения процедуры (6.1) – (6.4).

*Первый интервал.* Начинается в момент времени  $t_0$ , совпадающий с выключением силового ключа  $S1$ . Эквивалентная схема КРИП-ПНН представлена на рисунке 6.2.

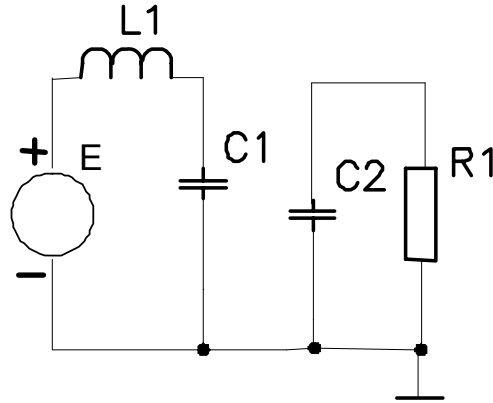


Рисунок 6.2 – Эквивалентная схема КРИП-ПНН на первом интервале

На рисунке 6.3 представлена схема КРИП-ПНН в переменных состояниях на первом интервале (интервале заряда конденсатора  $C1$ ), наглядно иллюстрирующая взаимосвязь между напряжениями и токами в схеме на рисунке 6.2. Начальные условия для интеграторов  $i_{L1}(t_0)$  и  $u_{C2}(t_0)$  – это в установившемся режиме остаточный ток дросселя и напряжение на нагрузке в конце предыдущего периода работы преобразователя. При построении многоконтурной замкнутой системы управления КРИП-ПНН сигналы обратной связи с датчика тока дросселя и выходное напряжение необходимо сравнивать с заданными величинами. Для описания сигналов задания целесообразно использовать начальные условия для интеграторов именно в первом интервале работы преобразователя.

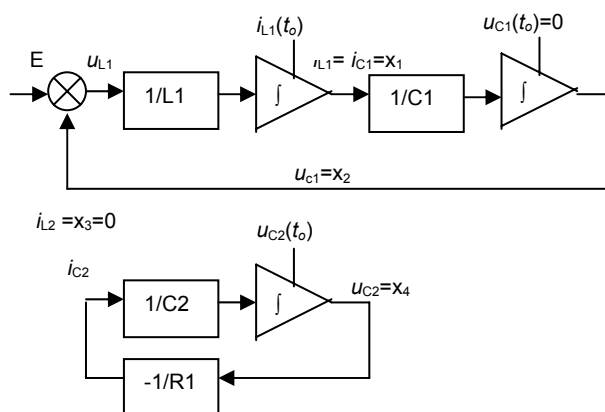


Рисунок 6.3 – Схема КРИП-ПНН в переменных состояниях на первом интервале

Используя рисунок 6.3, можно записать векторы состояния, производных

и начальных условий для первого интервала работы преобразователя (6.5).

Замена в (6.5)  $E$  на другие величины (функции) позволяет произвести анализ работы КРИП-ПНН при различных отклонениях напряжения питания преобразователя от идеальной формы.

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ 0 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ (E - x_2)/L1 \\ x_1/C1 \\ 0 \\ -x_4/R1C2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_0) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_0) \\ 0 \\ 0 \\ u_{C2}(t_0) \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

Матрица коэффициентов для первого интервала работы КРИП-ПНН определяется по рисунку 6.3.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & -1/L1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0^{-1/R1C2} \end{bmatrix}. \quad (6.6)$$

*Второй интервал.* Начинается в момент времени  $t1$ , когда уровень напряжения на конденсаторе  $C1$  в процессе его заряда в 1-ом интервале превысит напряжение на нагрузке, снижающееся вследствие разряда конденсатора  $C2$ . Диод  $D1$  открывается, и часть тока дросселя  $L1$  ответвляется в нагрузку. Эквивалентная схема КРИП-ПНН на 2-ом интервале представлена на рисунке 6.4.

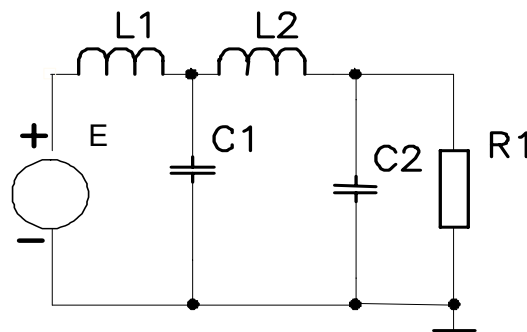


Рисунок 6.4 – Эквивалентная схема КРИП-ПНН на втором интервале

В однополупериодном режиме работы КРИП-ПНН параллельно резонансному ключу  $SI$  (рисунок 6.1) встречно включается диод, который ограничивает на нулевом уровне спавшее по резонансной кривой напряжение на конденсаторе  $C1$ , не допуская его перезаряда в обратном направлении.

На рисунке 6.5 представлена схема КРИП-ПНН в переменных состояниях на втором интервале.

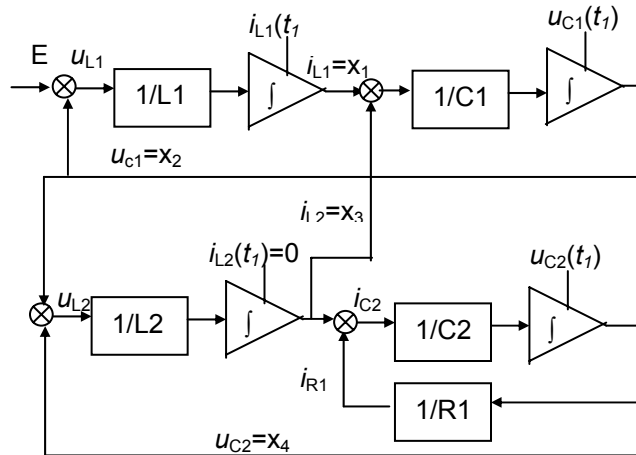


Рисунок 6.5 – Схема КРИП-ПНН в переменных состояниях на втором интервале

Векторы состояний, производных, начальных условий и матрица коэффициентов на втором интервале работы преобразователя, полученные с использованием рисунка 6.5, представлены выражениями (6.7) и (6.8).

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ (E - x_2)/L1 \\ (x_1 - x_3)/C1 \\ (x_2 - x_4)/L2 \\ \frac{x_3 - x_4}{R1} \\ C2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_1) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_1) \\ u_{C1}(t_1) \\ 0 \\ u_{C2}(t_1) \end{bmatrix}. \quad (6.7)$$

*Третий интервал.* Начинается в момент времени  $t_2$ , когда уровень напряжения на конденсаторе  $C1$  в процессе его разряда на предыдущем интервале достигнет нуля. В этот же момент необходимо замкнуть силовой ключ, что обеспечит правильную работу КРИП-ПНН. В течение третьего интервала про-

исходит полный разряд дросселя  $L2$ . Эквивалентная схема КРИП-ПНН в этом интервале представлена на рисунке 6.6.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & -1/L1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C1 & 0 & -1/C1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L2 & 0 & -1/L2 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C2 & -1/R1C2 \end{bmatrix}. \quad (6.8)$$

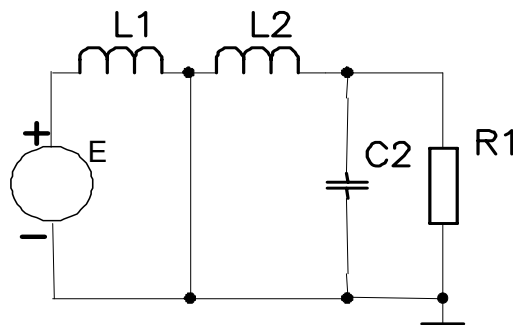


Рисунок 6.6 – Эквивалентная схема КРИП-ПНН на третьем интервале

На рисунке 6.7 представлена схема КРИП-ПНН в переменных состояния на третьем интервале.

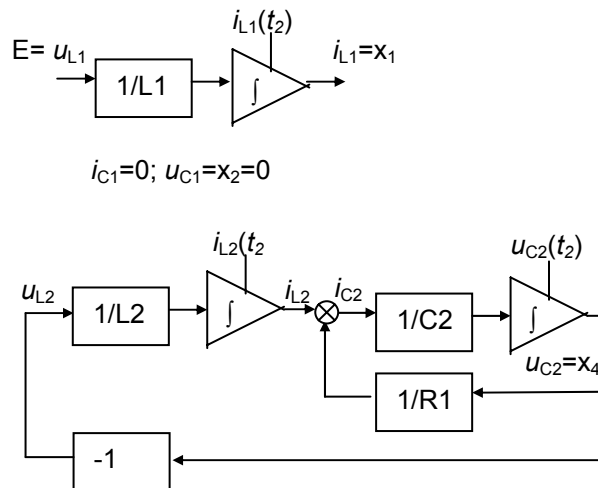


Рисунок 6.7 – Схема КРИП-ПНН в переменных состояния на третьем интервале

Выражение (6.9) определяет векторы состояния, производных и начальных условий на третьем интервале работы КРИП-ПНН. Они получены с ис-

пользованием рисунка 6.7.

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ 0 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ E/L1 \\ 0 \\ -x_4/L2 \\ \frac{x_3 - x_4/R1}{C2} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_2) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_2) \\ 0 \\ i_{L2}(t_2) \\ u_{C2}(t_2) \end{bmatrix}. \quad (6.9)$$

Выражение (6.10) представляет собой матрицу коэффициентов для третьего интервала, полученную непосредственно по рисунку 6.7.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L2 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C2 & -1/R1C2 \end{bmatrix}. \quad (6.10)$$

*Четвертый интервал.* На этом интервале происходит зарядка входной цепи КРИП-ПНН. К концу предыдущего интервала в момент времени  $t_3$  весь входной ток протекает через силовой ключ и остается неизменным до выключения  $S1$  в момент  $t_4$ . Эквивалентная схема преобразователя представлена на рисунке 6.5, а схема в переменных состояния – на рисунке 6.9.

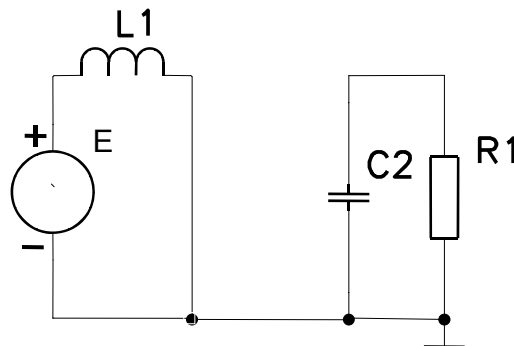


Рисунок 6.8 – Эквивалентная схема КРИП-ПНН на четвертом интервале

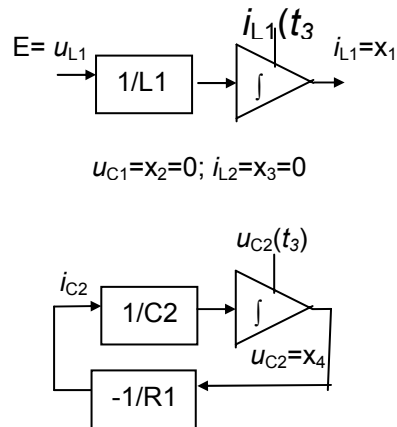


Рисунок 6.9– Схема КРИП-ПНН в переменных состояния на четвертом интервале

Окончание четвертого, последнего интервала работы КРИП-ПНН (момент времени  $t_4$ ) в установившемся режиме соответствует исходному состоянию (т.е. в момент времени  $t_0$ ). Векторы состояния, производных и начальных условий в четвертом интервале работы КРИП-ПНН определяет выражение (6.21). Оно получено с использованием рисунка 6.9.

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ 0 \\ 0 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ E/L1 \\ 0 \\ 0 \\ -x_4/R1C2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_3) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_3) \\ 0 \\ 0 \\ u_{C2}(t_3) \end{bmatrix}. \quad (6.11)$$

Матрица коэффициентов для четвертого интервала (6.12) получена из рисунка 6.9.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R1C2 \end{bmatrix}. \quad (6.12)$$

На рисунке 6.10 представлена временная диаграмма напряжения на нагрузке, полученная с помощью численного расчета по приведенному выше ал-

горитму для КРИП-ПНН со следующими параметрами:

$$E=3 \text{ В}; \quad L1=350 \text{ мкГ}; \quad C1=40 \text{ нФ};$$

$$L2=2,5 \text{ мкГ}; \quad C2=3,5 \text{ мкФ}; \quad R1=31 \text{ Ом}.$$

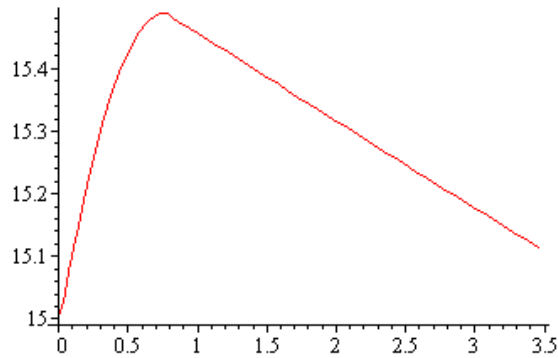


Рисунок 6.10 – Временная диаграмма напряжения на нагрузке

Составленные схемы моделирования КРИП-ПНН в пространстве состояний на четырех интервалах работы преобразователя, а также полученные выражения для векторов состояния, производных и начальных условий, позволяют определить переменные состояния по известному алгоритму и построить переходные процессы на всех интервалах КРИП-ПНН.

Предложенный подход позволяет наглядно представить элементы КРИП-ПНН в качестве звеньев системы в пространстве состояния и является фундаментом для построения оптимальных регуляторов в замкнутой системе автоматического управления.

## 6.2 Векторы состояния повышающего КРИП-ПНТ

Повышающий квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе (КРИП-ПНТ) перспективен к применению, например, в системах фотовольтаики. Упрощенная функциональная схема исследуемого КРИП-ПНТ показана на рисунке 6.11 [9]. Здесь элементами контура, определяющими резонансный процесс, являются  $Cr$  и  $Lr$ , а ключ  $SI$  в двухполупериодной схеме реализуется на транзисторе, между стоком и истоком которого обратно включен защитный диод (на схеме не показан).



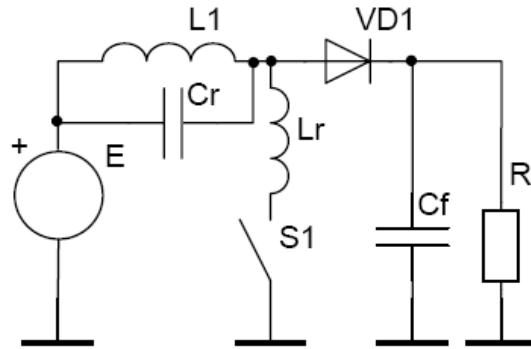


Рисунок 6.11 – Упрощенная функциональная схема исследуемого КРИП-ПНТ

В [71] приведен упрощенный анализ понижающего КРИП-ПНТ, причем преобразователь представлен в виде генератора постоянного тока, питающего нагрузку, которая замещена источником постоянного напряжения. При построении точных систем питания и управления, в которых предъявляются высокие требования к динамическим характеристикам, а также электромагнитной совместимости и массогабаритным показателям, требуются расчетные соотношения, учитывающие конечные значения номиналов компонентов схемы (накопительного дросселя  $L1$  и сглаживающего конденсатора  $Cf$  и др.).

Период переключения в установившемся режиме можно разделить на четыре интервала, начиная с момента замыкания ключа  $S1$ . На каждом из интервалов эквивалентная схема КРИП-ПНТ – линейная стационарная система. Ее можно описать линейными дифференциальными уравнениями первого порядка с постоянными коэффициентами в форме (6.1). Для повышающего КРИП-ПНТ в векторе-столбце состояния системы увеличенной размерности  $\mathbf{v}(t)$  (6.13):

$i_{L1}, i_{Lr}$  – токи через индуктивности  $L1$  и  $Lr$ , соответственно;

$u_{Cr}, u_{Cf}$  – напряжения на конденсаторах  $Cr$  и  $Cf$ .

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1} \\ u_{Cr} \\ i_{Lr} \\ u_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}. \quad (6.13)$$

Решения уравнений состояния (6.1) находятся в форме (6.3), а расширенная матрица перехода системы  $\Phi(t)$  – (6.4).

Последовательно проанализируем КРИП-ПНТ на каждом из четырех интервалов периода переключения, чтобы определить исходные данные для применения процедуры (6.1), (6.13), (6.3), (6.4).

*Первый интервал* (заряд дросселя  $L1$ ). Начало – в момент  $t_0$ , совпадающий с замыканием ключа  $S1$  и протеканием через него положительной полуволны резонансного тока. Эквивалентная схема представлена на рисунке 6.12.

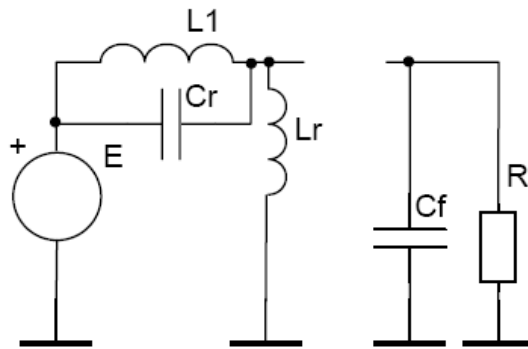


Рисунок 6.12 – Эквивалентная схема КРИП-ПНТ на первом интервале

Из этой схемы связь между напряжениями и токами в КРИП:

$$u_{L1} = L1 \frac{di_{L1}}{dt} = u_{Cr};$$

$$i_{L1} + i_{Cr} = i_{L1} + Cr \frac{du_{Cr}}{dt} = i_{Lr};$$

$$u_{Cr} + u_{Lr} = u_{Cr} + Lr \frac{di_{Lr}}{dt} = E;$$

$$u_{Cf} = -i_{Cf} Rl = -Rl C_f \frac{du_{Cf}}{dt},$$

откуда следует:

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ x_2/L1 \\ (-x_1 + x_3)/Cr \\ (E - x_2)/Lr \\ -x_4/(RlCf) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_0) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_0) \\ u_{Cr}(t_0) \\ 0 \\ u_{Cf}(t_0) \end{bmatrix}. \quad (6.14)$$

Матрица коэффициентов для первого интервала работы КРИП-ПНН лег-

ко определяется из (6.14):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L1 & 0 & 0 \\ 0 & -1/Cr & 0 & 1/Cr & 0 \\ 1/Lr & 0 & -1/Lr & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/(RICf) \end{bmatrix}. \quad (6.15)$$

*Второй интервал* (интервал обратной полуволны тока дросселя  $Lr$ ). Начинается в момент  $t1$ , совпадающий с началом пропускания тока защитным диодом ключа  $S1$ . Эквивалентная схема представлена на рисунке 6.3.

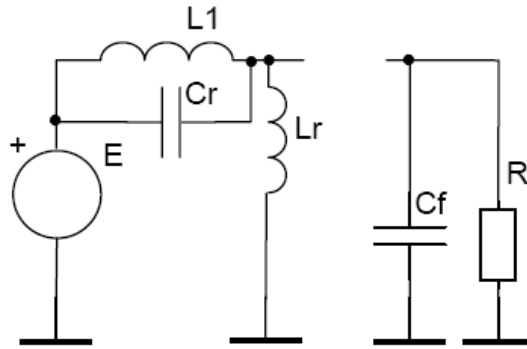


Рисунок 6.13 – Эквивалентная схема КРИП-ПНТ на втором интервале

Для этого интервала векторы состояний и начальных условий определяются аналогично (6.14):

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ x_2/L1 \\ (-x_1 + x_3)/Cr \\ (E - x_2)/Lr \\ -x_4/(RICf) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_1) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_1) \\ u_{Cr}(t_1) \\ 0 \\ u_{Cf}(t_1) \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

*Третий интервал* (интервал линейного заряда конденсатора контура  $Cr$  током дросселя  $L1$ ). Начинается в момент времени  $t2$ , совпадающий с прекращением пропускания тока силовым ключом  $S1$ . Эквивалентная схема КРИП-ПНТ представлена на рисунке 6.14.

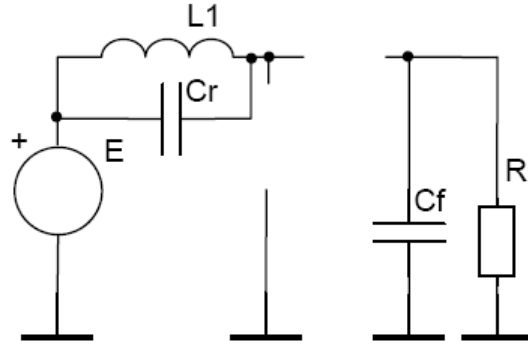


Рисунок 6.14 — Эквивалентная схема КРИП-ПНТ на третьем интервале

Для этого интервала векторы состояний и начальных условий определяются выражением (6.17).

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ x_2/L1 \\ -x_1/Cr \\ 0 \\ -x_4/(RICf) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_2) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_2) \\ u_{Cr}(t_2) \\ 0 \\ u_{Cf}(t_2) \end{bmatrix}. \quad (6.17)$$

*Четвертый интервал* (интервал подзаряда конденсатора фильтра  $Cf$  током дросселя  $L1$ ). Начинается в момент времени  $t3$ , совпадающий с отпиранием диода  $VD1$ . Упрощенная эквивалентная схема КРИП-ПНТ представлена на рисунке 6.15.

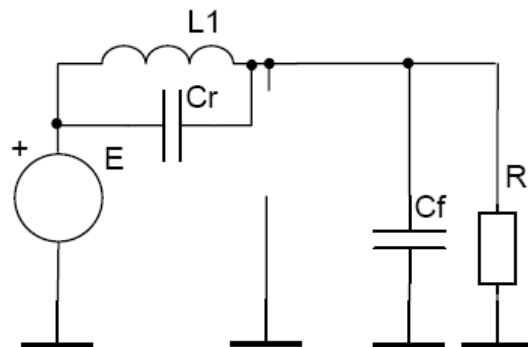


Рисунок 6.15 – Эквивалентная схема КРИП-ПНТ на четвертом интервале

Для этого интервала векторы состояний и начальных условий определяются выражением (6.18):

$$\frac{dv}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ x_2/L1 \\ 0 \\ 0 \\ (x_1 - x_4/Rl)/Cf \end{bmatrix}; \quad v(t_3) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_3) \\ u_{Cr}(t_3) \\ 0 \\ u_{Cf}(t_3) \end{bmatrix}. \quad (6.18)$$

Выражения (6.16)...(6.18) позволяют легко определить матрицы коэффициентов для каждого из интервалов, а далее вычислить переменные состояния с целью использования в управляющих алгоритмах. Следует также отметить, что при практической реализации системы управления средствами микропроцессорной техники определенные преимущества получают процессоры цифровой обработки сигналов, архитектурные особенности которых позволяют повысить эффективность реализации наблюдателей состояний.

### 6.3 Моделирование КРИП-ПНТ

#### 6.3.1 Модель КРИП-ПНТ на базе *Power Electronics*

Программное обеспечение *Sim Power Systems* [99, 124] так же, как и другие продукты семейства инструментов физического моделирования, взаимодействует с *Simulink* [98], что позволяет моделировать электрические и механические системы, а также системы управления. На рисунке 6.16 представлена модель исследуемого КРИП-ПНТ на основе компонентов библиотеки *Power Electronics*.

Осциллограф *Choke* используется для отображения динамических процессов в накопительном дросселе. С помощью осциллографа *MosFET* можно визуализировать ток силового ключа и напряжение на нем, а осциллографа *Diagram* – построить другие временные диаграммы работы КРИП. Формирование импульсов отпираания силового ключа производится с помощью частотного модулятора *Digital FM*.

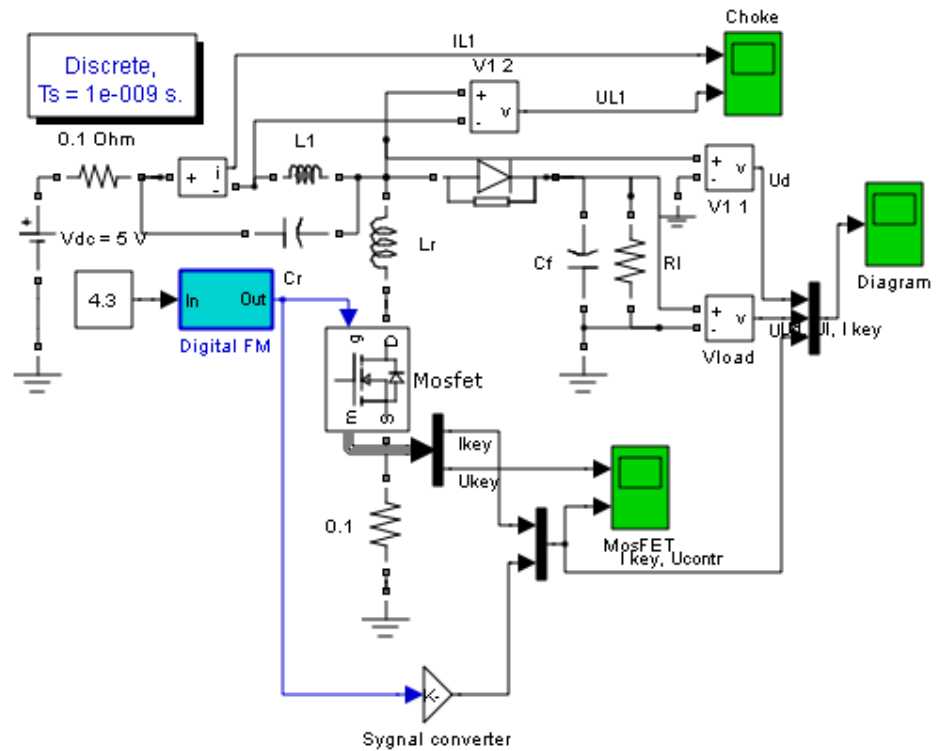


Рисунок 6.16 – *Power Electronics*-модель исследуемого КРИП-ПНТ

На рисунке 6.17 представлены временные диаграммы работы *НЧ*-модели КРИП со следующими параметрами:

сопротивление нагрузки  $R_n=41,3 \text{ Ом}$  (а) и  $10 \text{ Ом}$  (б);

$L_r=4,5 \text{ мкГн}$ ;  $C_r=0,22 \text{ мкФ}$ ;  $L_l=1,05 \text{ мГн}$ ;  $C_f=100 \text{ мкФ}$ .

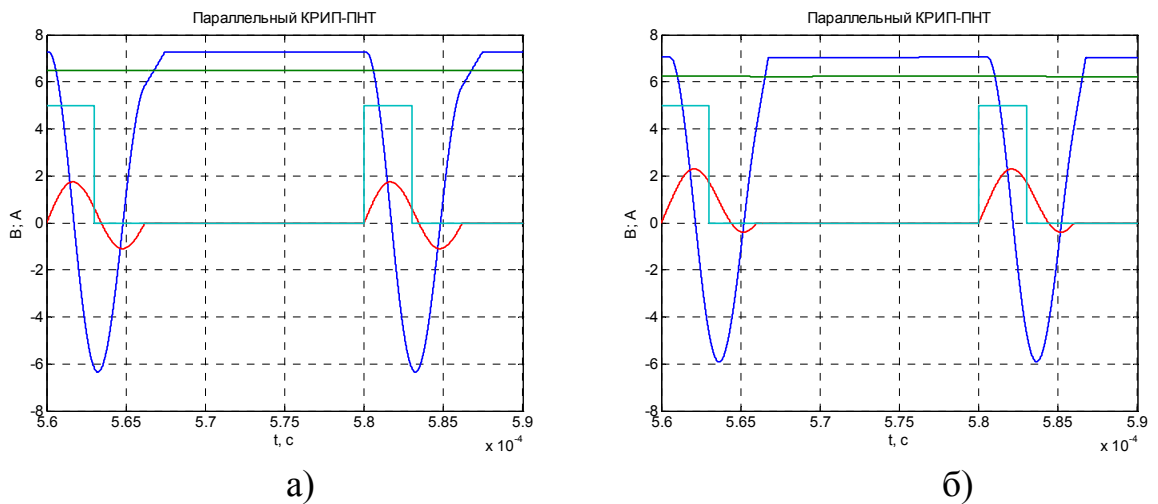


Рисунок 6.17 – Временные диаграммы *НЧ*-модели КРИП

При частоте коммутации  $F_{fm}=50 \text{ кГц}$  напряжение на нагрузке составило

6,5 В (а) и 6,3 В (б), а ток накопительного дросселя  $L1$  – 0,25 А (а) и 0,91 А (б).

На рисунке 6.18 представлены временные диаграммы работы ВЧ-модели КРИП. При этом:

$$Lr=1 \text{ мкГн}; Cr=25 \text{ нФ}; L1=100 \text{ мкГн}; Cf=100 \text{ мкФ}.$$

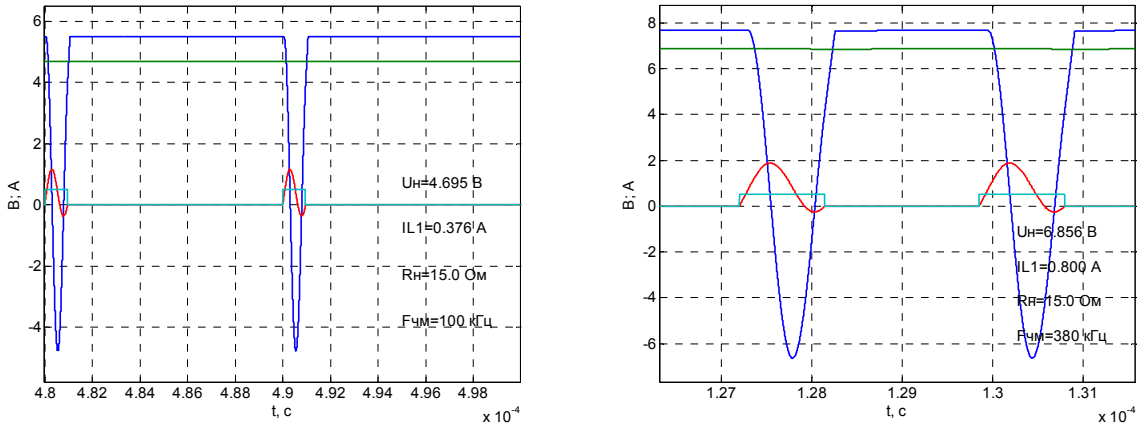


Рисунок 6.18 – Временные диаграммы ВЧ-модели КРИП ( $R_H=15 \text{ Ом}$ )

Приведенные диаграммы позволяют оценить диапазон работы КРИП по выходному напряжению и частоте коммутации силового ключа в зависимости от величины нагрузки. Необходимым условием адекватной работоспособности является соблюдение принципа переключения при нулевом токе. Неудовлетворительный коммутационный процесс требует либо снижения частоты коммутации, либо – нагрузки. Причем с увеличением нагрузки на КРИП (снижение активного сопротивления нагрузки) диапазон регулирования по напряжению сужается в области меньших значений.

### 6.3.2 SPICE-модель КРИП-ПНТ

В силу особенностей работы импульсных ключей, и, принимая во внимание их непосредственное взаимодействие с реальными объектами, целесообразно применение такого программного расширения *Simulink*, как *Simscape*, которое позволяет моделировать многодоменные физические системы, содержащие механические, гидравлические, пневматические, тепловые, электрические и электромагнитные компоненты, представляя физические устройства и их ма-

тематические описания прямым образом. Пакет расширения *SimElectronics* работает совместно с *Simscape* и открывает возможности физического моделирования электромеханических и электронных систем.

Библиотека *Sim Power Systems* специально предназначена для моделирования некоторых полупроводниковых приборов средствами *Simulink*. К сожалению, данные модели не позволяют проанализировать особенности поведения импульсного преобразователя с достаточной достоверностью [26].

Так, в модели полевого транзистора с индуцированным каналом *MOSFET* библиотеки *POwerGUI* (рисунок 6.19), например, не представлены входная и проходная емкости транзистора. Это критически важно в КРИП, который переключается с высокой частотой, и на переходные процессы оказывает существенное влияние форма напряжения на затворе.

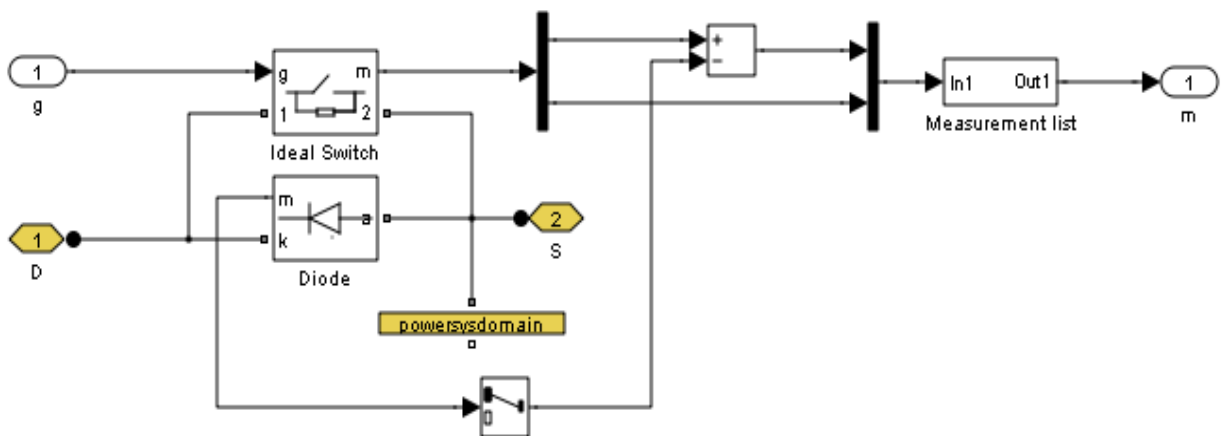


Рисунок 6.19 – *MOSFET*-модель из библиотеки *POwerGUI*

Чтобы не прибегать к внешним программам низкоуровневого моделирования электронных компонентов (*Cadence*, например), можно использовать библиотеку *Simscape/ Additional Components/ SPICE-Compatible Components*. На рисунке 6.20 представлена *SPICE*-модель исследуемого КРИП-ПНТ.

Наиболее существенными отличиями этой модели от использованной на рисунке 6.16 являются модели активных компонентов, например, – модель по-



левого транзистора *N-Channel MOSFET (T1)*.

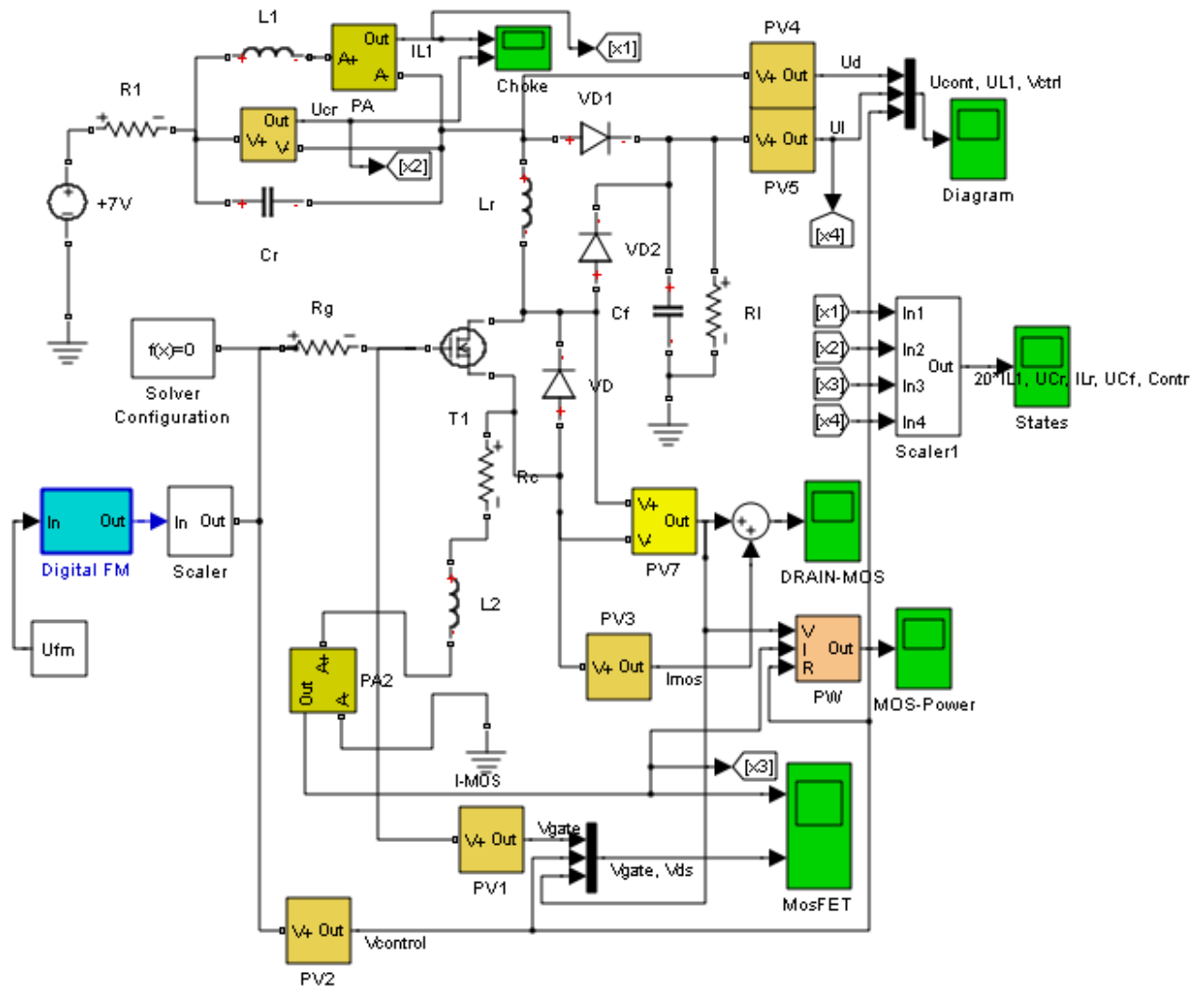


Рисунок 6.20 – SPICE-модель исследуемого КРИП-ПНТ

На рисунке 6.21 приведены результаты моделирования КРИП (временные диаграммы переменных состояния из предыдущего раздела), в котором использованы компоненты со следующими характеристиками:

$E=7\text{ В}$ ;  $L1=100\text{ мкГн}$ ;  $Cr=60\text{ нФ}$ ;  $Lr=0,61\text{ мкГн}$ ;  $Cf=100\text{ мкФ}$ ;  $S1-BUZ10$ ;  $VD1-1N5822$ .

На рисунке 6.22 приведены результаты моделирования свободного выбега КРИП, т.е. – переходный процесс напряжения на нагрузке при скачкообразном появлении частоты коммутации  $F_{fm}=625\text{ кГц}$ . Параметры устройства:

$E=8\text{ В}$ ;  $L1=10\text{ мкГн}$ ;  $Cr=60\text{ нФ}$ ;  $Lr=0,61\text{ мкГн}$ ;  $Cf=0,94\text{ мкФ}$ ;  $S1-BUZ10$ ;  $VD1-1N5822$ .

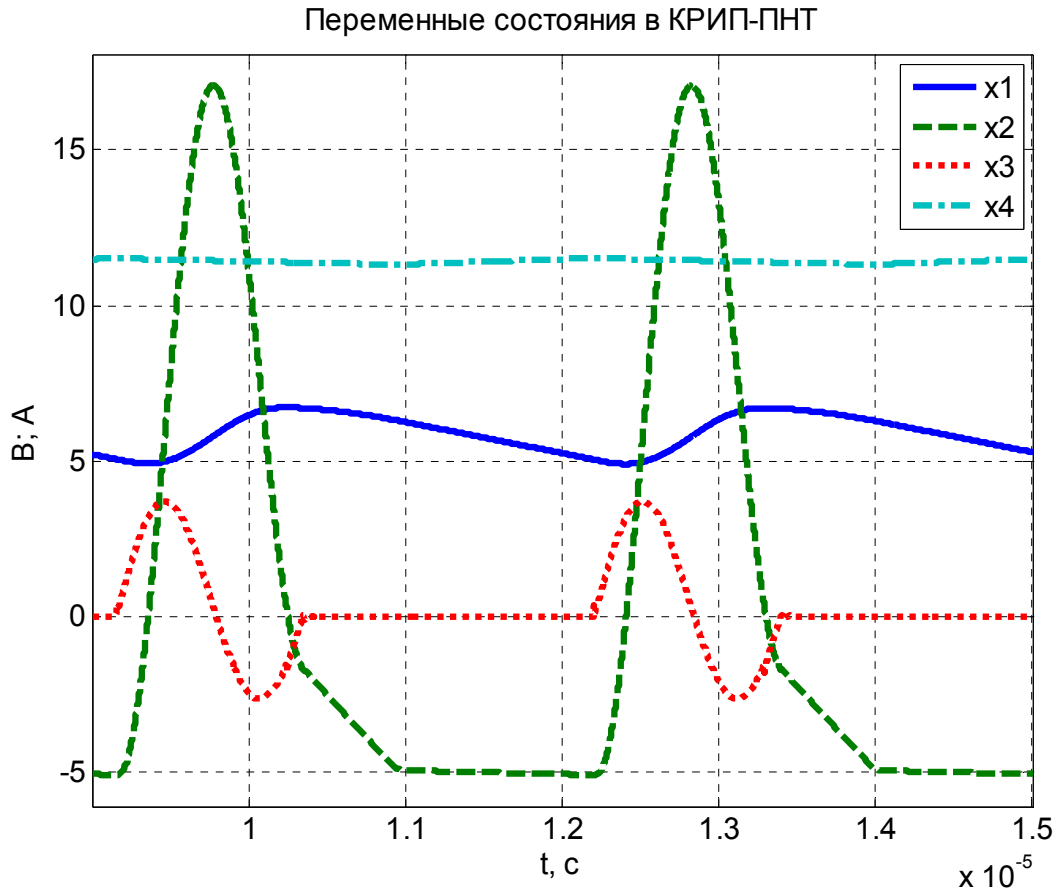


Рисунок 6.21 – Переменные состояния КРИП-ПНТ

Как следует из рисунка 6.22, реакция КРИП на ступенчатое воздействие по частоте соответствует отклику колебательного звена с передаточной функцией вида:

$$K_{QRPC}(s) = \frac{K_0}{D_2 s^2 + D_1 s + 1}, \quad (6.19)$$

где  $K_0$  – статический коэффициент передачи КРИП по частоте коммутации;

$D_1, D_2$  – коэффициенты знаменателя передаточной функции КРИП.

Путем идентификации КРИП, как объекта управления, получено:

$$K_0 = 1,385 \text{ В/кГц}; D_1 = 11,7 \cdot 10^{-6} \text{ с}; D_2 = 100 \cdot 10^{-12} \text{ с}^2.$$

На рисунке 6.22 зеленая кривая соответствует отклику колебательного звена (6.19).

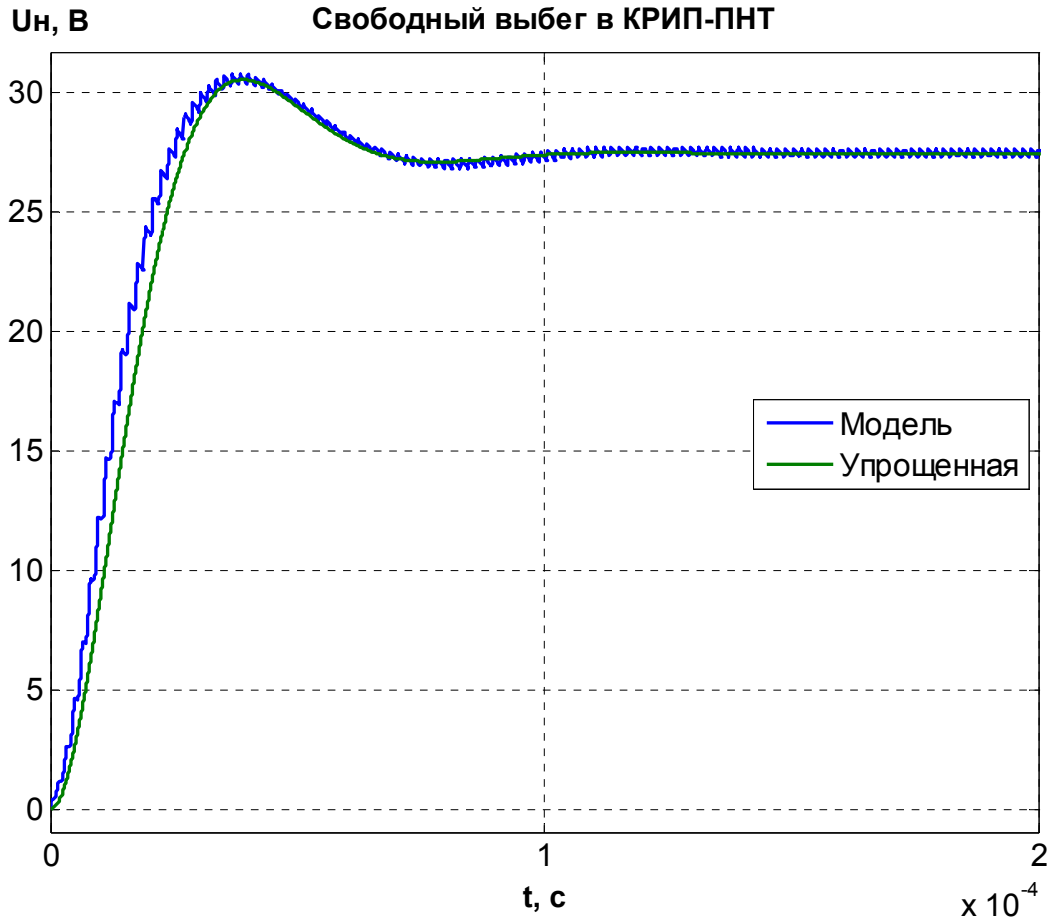


Рисунок 6.22 – Свободный выбег в КРИП-ПНТ

### 6.3.3 Упрощенная модель КРИП-ПНТ

При моделировании системы управления КРИП использование SPICE-модели может быстро привести к переполнению памяти компьютера. Если предположить линейную зависимость выходного напряжения КРИП от частоты импульсов отпираания силового ключа, то модель КРИП-ПНТ можно существенно упростить (рисунок 6.23).

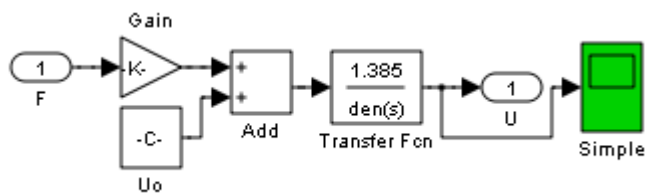


Рисунок 6.23 – Упрощенная модель КРИП-ПНТ

Здесь на входной порт подается сигнал частоты от частотного модулятора, а блоки усиления и суммирования обеспечивают построение регулировочной кривой по двум точкам:

$$K_{QRPC} = \frac{U_{H \max} - U_{H \min}}{F_{\max} - F_{\min}};$$

$$U_{QRPC} = U_{H \max} - K_{QRPC} F_{\max} = U_{H \min} - K_{QRPC} F_{\min}.$$

Координаты двух точек регулировочной характеристики КРИП могут быть получены экспериментально. Так, для

$$F_{\min} = 200 \text{ кГц}; F_{\max} = 400 \text{ кГц};$$

$$U_{H \min} = 11,0 \text{ В}; U_{H \max} = 14,0 \text{ В} \text{ получаем:}$$

$$K_{QRPC} = 0,015 \text{ В/кГц}; U_{QRPC} = 10,4375 \text{ В}.$$

Кроме того, при исследовании динамических процессов в системе с КРИП в упрощенную модель целесообразно добавить колебательное звено (6.19), передаточную функцию которого следует определить экспериментально.

Упрощенная модель КРИП-ПНТ удобна для исследования поведения системы, содержащей КРИП, поскольку позволяет существенно сэкономить требуемые вычислительные ресурсы. Следует, однако, отметить, что данная модель справедлива лишь при фиксированных значениях входного напряжения.

#### 6.4 Моделирование элементов системы управления КРИП-ПНТ

*Simulink*-модель системы управления КРИП-ПНТ в целом представлена на рисунке 6.24. Модель содержит блок задания *Reference*, регулятор *Controller*, частотный модулятор *FM*, источник питания *En*, КРИП-ПНТ *QRPC*, нагрузку *Load*, а также элементы обратной связи по напряжению нагрузки: датчик (делитель) выходного напряжения *Kos* и аналого-цифровой преобразователь *ADC*. Кроме того, для проверки устойчивости системы к возмущениям через сумматор *Add* к выходному напряжению добавлен шум с выхода генератора *Uniform Noise Generator*.

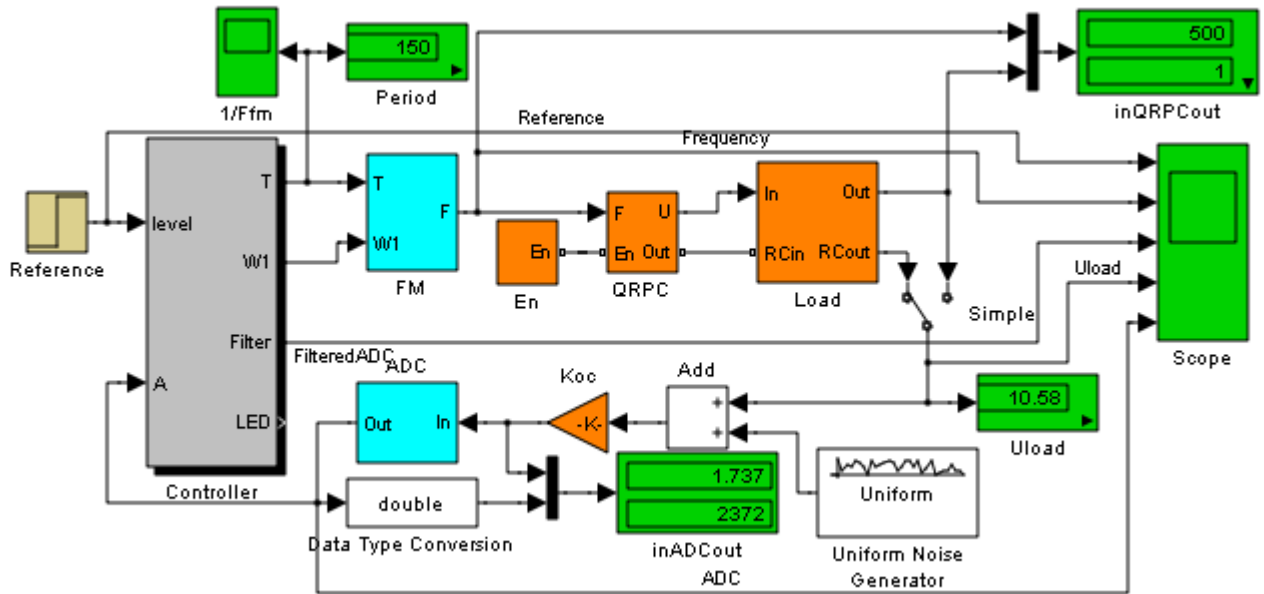


Рисунок 6.24 – Модель системы управления КРИП-ПНТ

#### 6.4.1 Модель дискретного частотного модулятора

Учитывая, что регулирование выходного напряжения КРИП обеспечивается путем изменения частоты коммутации ключа в рабочем диапазоне, при построении системы управления необходима разработка устройства, генерирующего импульсы фиксированной длительности с периодом повторения, задаваемым входным напряжением. На рисунке 6.25 представлена идеализированная проходная характеристика частотного модулятора. При изменении входного напряжения  $U$  в пределах  $[U_{min}, U_{max}]$  частота выходных импульсов  $F_{fm}$  линейно изменяется в пределах  $[F_{min}, F_{max}]$ . Вне рабочего диапазона КРИП частота модулятора должна быть ограничена.

В радиотехнике широко используются генераторы гармонического сигнала с частотой, зависящей от приложенного напряжения, – т.н. генераторы, управляемые напряжением (*ГУН* или *VCO, Voltage Controlled Generator*). Регулирование частоты производится, например, с помощью изменения напряжения на варикапе, включенном в резонансный контур. На базе такого устройства, путем ограничения гармонического сигнала по амплитуде, можно сформировать сигнал опорной частоты. Однако точность установки частоты и ее стабильность

будут определяться разбросом параметров компонентов, а также зависимостью номиналов от дестабилизирующих факторов.

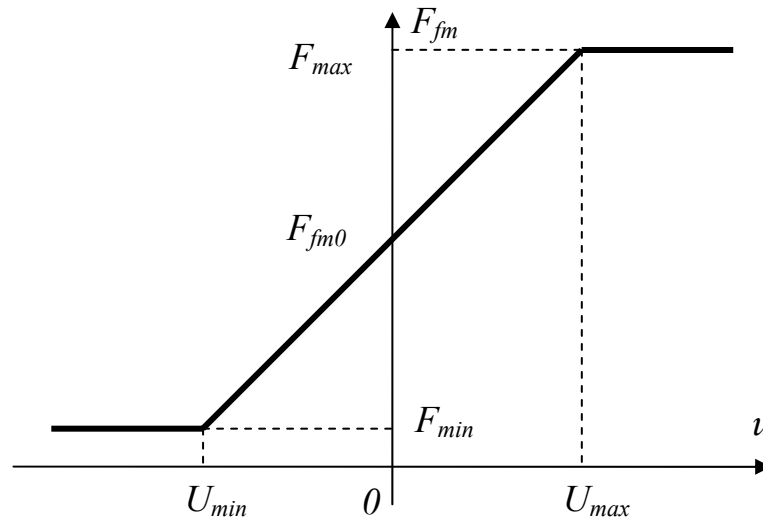


Рисунок 6.25 – Идеализированная проходная характеристика ЧМ-модулятора

Более радикальное решение – использование цифровых методов, в основе которых лежат импульсы с периодом повторения  $T_{clk}$  опорного высокостабильного генератора прямоугольной формы [10, 11]. Использование счетчиков с программируемым коэффициентом деления позволяет обеспечить изменение как частоты повторения, так и длительности импульсов с шагом дискретности, определяемым  $T_{clk}$ . Диапазоны изменения этих двух параметров определяются разрядностью счетчиков в соответствии с формулой (6.20):

$$\Delta T = T_{clk} 2^N, \quad (6.20)$$

где  $N$  – разрядность соответствующего счетчика в битах.

Учитывая, что при работе с цифровыми устройствами основной операцией является подсчет интервалов времени, трансформируем проходную характеристику ЧМ-модулятора в область времен (рисунок 6.26).

Здесь:

$$T_{max} = 1/F_{min}; \quad T_{min} = 1/F_{max}; \quad T_{fm0} = 1/F_{fm0}.$$

В реальной цифровой системе данная характеристика будет иметь кусочно-ступенчатую форму, причем дискретность по оси абсцисс определяется ша-

гом квантования напряжения  $\Delta U$ , а ординат –  $T_{clk}$ . Кроме того, учитывая обратную зависимость между частотой и периодом повторения, характеристика на рисунке 6.25 примет вид гиперболы.

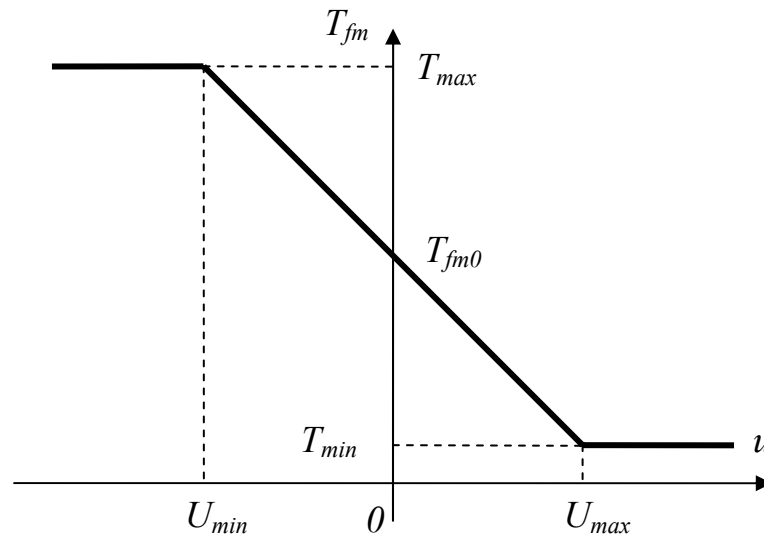


Рисунок 6.26 – Проходная характеристика ЧМ-модулятора по периоду повторения

Исходя из уравнения прямой

$$y = -kx + b$$

для наклонной области проходной характеристики ЧМ-модулятора можем записать:

$$T_{fm} = -(T_{max} - T_{min}) / (U_{max} - U_{min}) u + T_{fm0}, \quad (6.21)$$

где  $T_{fm0}$  – период импульсов на выходе ЧМ-модулятора при среднем (в случае на рисунке 6.26 – нулевом) значении управляющего напряжения.

Для точки с координатами  $(U_{min}, T_{max})$  из (6.21) можно записать:

$$T_{fm0} = T_{max} + (T_{max} - T_{min}) / (U_{max} - U_{min}) U_{min}. \quad (6.22)$$

Подставив (6.22) в (6.21), получим формулу для вычисления периода повторения импульсов ЧМ-модулятора в зависимости от напряжения на входе:

$$T_{fm} = T_{max} - (T_{max} - T_{min}) / (U_{max} - U_{min}) (u - U_{min}) \quad (6.23)$$

ИЛИ

$$T_{fm} = T_{min} + (T_{max} - T_{min}) / (U_{max} - U_{min}) (U_{max} - u). \quad (6.24)$$

На рисунке 6.27 показана *Simulink*-модель ЧМ-модулятора, построенная в соответствии с выражением (6.24).

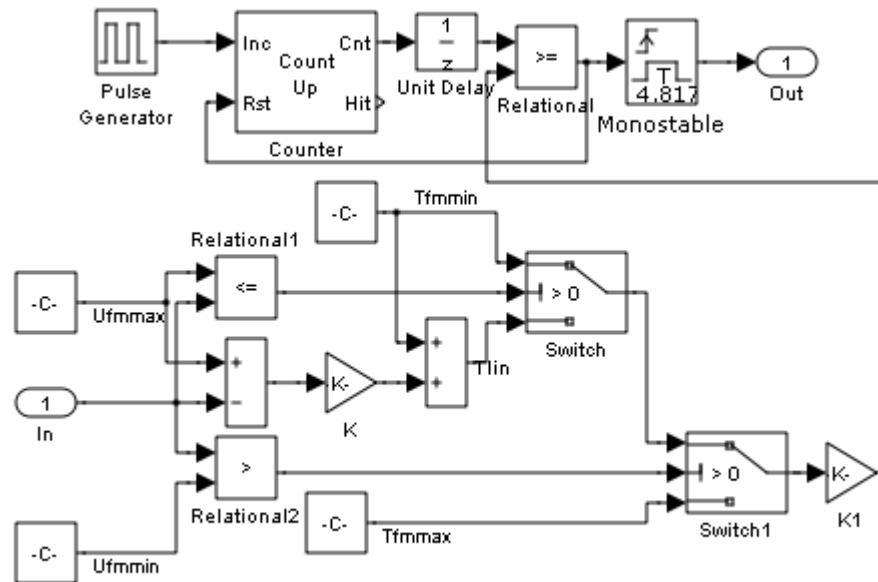


Рисунок 6.27 – *Simulink*-модель частотного модулятора

Длительность импульса здесь постоянна и определяется периодом резонансных колебаний контура:

$$T_0 = 2\pi\sqrt{L_r C_r}.$$

Время замкнутого состояния ключа корректируется с учетом паразитных и неучтенных параметров схемы и задается параметрами одновибратора *Monostable*.

Для указанных выше параметров  $C_r=60$  нФ;  $L_r=0,61$  мкГн;  $T_0=1,202$  мкс.

Импульсы опорной частоты с периодом  $T_{clk}$  подсчитываются суммирующим счетчиком *Counter*. При совпадении состояния этого счетчика с числом, определяемым выходом масштабирующего узла *K1*, происходит запуск одновибратора, а также сброс счетчика и возобновление счета. Масштабирующий узел имеет передаточную функцию вида  $(1/T_{clk})$ , что позволяет требуемую



длительность периода повторения импульсов модулятора преобразовать в количество импульсов опорной частоты.

Обратную проходную характеристику модулятора можно получить из (6.24):

$$u = (U_{max} T_{max} - U_{min} T_{min} - (U_{max} - U_{min}) T_{fm}) / (T_{max} - T_{min}). \quad (6.25)$$

Выражение (6.25) позволяет по заданным параметрам частотного модулятора определять напряжение, требуемое для получения требуемой частоты повторения импульсов  $F_{fm} = 1/T_{fm}$ .

При прямом цифровом управлении входным сигналом частотного модулятора является код задания частоты повторения импульсов, вырабатываемый регулятором по соответствующему закону. На рисунке 6.28(а) представлена укрупненная модель, а на рисунке 6.28(б) – передаточная функция.

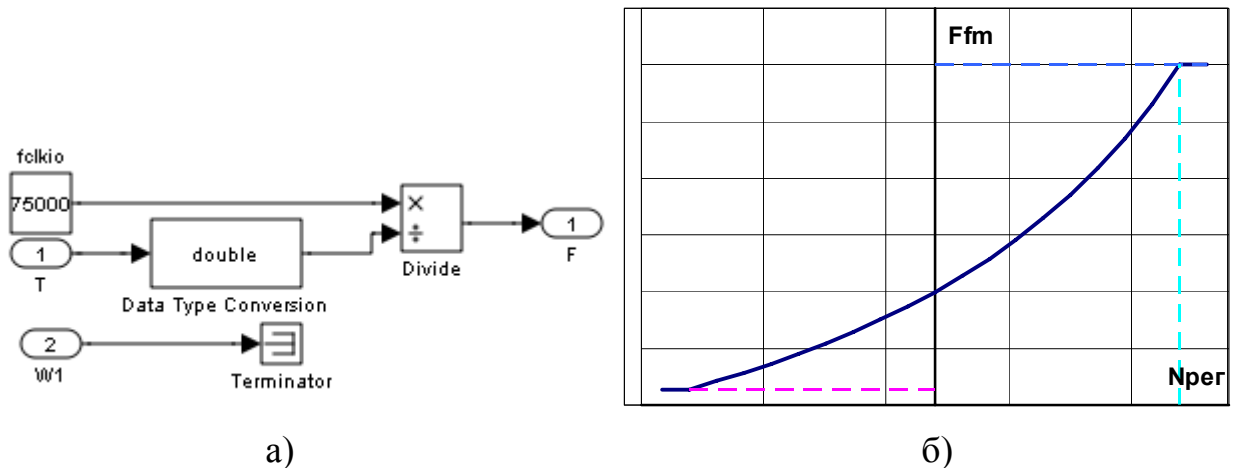


Рисунок 6.28 – Укрупненная модель частотного модулятора

Здесь частота повторения импульсов отпираания ключа КРИП на порте  $F$  является результатом деления тактовой частоты  $f_{clk\ io}$  на целочисленный код периода  $N_{рег}$ , подаваемый на порт  $T$  от регулятора. Данная модель может быть использована для укрупненного анализа системы в установившихся режимах, когда КРИП представлен также упрощенной моделью. Это позволяет существенно сэкономить ресурсы компьютера за счет отказа от детального анализа переменных состояния на каждом из периодов коммутации. При этом цифро-

вой код длительности отпирающего импульса, подаваемый на порт  $W1$  блока, не используется.

Прямая цифровая модель частотного модулятора, формирующая коммутирующие импульсы аналогично широтно-импульсному модулятору в составе сигнального микроконтроллера, представлена на рисунке 6.29.

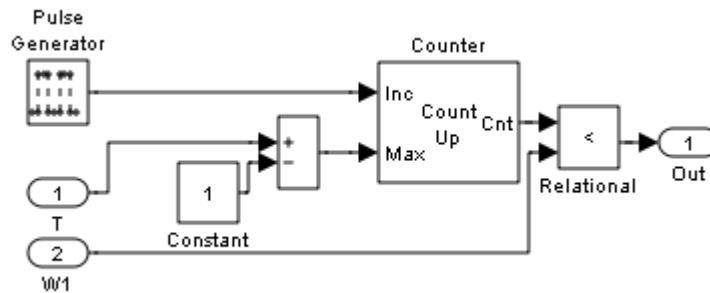


Рисунок 6.29 – Прямая цифровая модель частотного модулятора

Модель содержит импульсный генератор, выходной сигнал которого – меандр с частотой, равной частоте работы периферийных устройств сигнального процессора, поступает на суммирующий вход счетчика. Коэффициент счета этого устройства определяется значением сигнала на его входе  $Max$ , т.е. кодом задания периода на порте  $T$  минус  $1$ . Выход счетчика, изменяющийся от нуля до  $Max$ , сравнивается в логическом узле с кодом задания длительности импульса на входном порте  $W1$ . Как только выход счетчика сравнивается с  $W1$ , на выходном порте модулятора устанавливается логический ноль. Это состояние сохраняется до конца текущего периода повторения импульсов, когда счетчик автоматически сбрасывается в нулевое состояние.

#### 6.4.2 Моделирование элементов обратной связи по напряжению

Коэффициент передачи делителя цепи обратной связи по выходному напряжению определяется соотношением резисторов  $R4$ ,  $R5$ , причем подстройка потенциометра должна обеспечивать максимально-допустимое входное напряжение АЦП при максимальном напряжении на нагрузке, т.е.

$$K_{OC} = U_{ADC\ max} / U_{н\ max}. \quad (6.26)$$

Модель аналого-цифрового преобразователя, представленная на рисунке 6.30, содержит ограничитель *Saturation*, устройство выборки-хранения *Zero-Order Hold* и устройство квантования *ADC quantizer*.

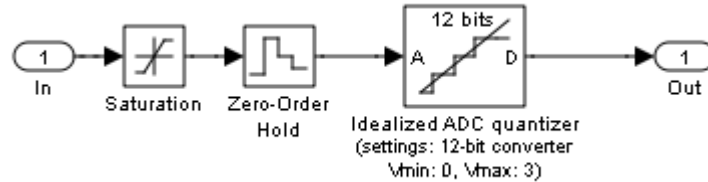


Рисунок 6.30 – Модель аналого-цифрового преобразователя

## 6.5 Синтез регулятора и высокоуровневое программирование

Актуальной элементной базой систем управления, в первую очередь, являются МК. Схемотехника в этом случае, как правило, стандартна и не представляет сложности. Разработка же прикладного программного обеспечения [101] требует огромных затрат времени и узкой специализации разработчика. Эта специализация теряет смысл вследствие быстрой эволюции встраиваемых МК в направлении повышения производительности, объема резидентной памяти и номенклатуры встроенных периферийных устройств. Параллельно идет процесс развития интегрированных средств разработки программного обеспечения, расширения их номенклатуры для каждого из актуальных на рынке семейства МК. В итоге разработчик промышленной системы управления стоит перед необходимостью решения массы задач, предваряющих активную фазу проектирования. В частности, необходимо [27]:

- 1) выбрать семейство МК из множества, представленных на рынке;
- 2) выбрать адекватную среду разработки программного обеспечения;
- 3) выбрать конкретный МК в семействе, потенциально способный решить поставленную задачу;
- 4) изучить техническую документацию на выбранный МК;
- 5) изучить документацию и освоить приемы работы с выбранной средой

разработки.

После длительного процесса разработки алгоритма и отладки программного обеспечения может оказаться, что имеющимися средствами задачу решить невозможно, и один из предшествующих неправильно сделанных шагов следует повторить.

Комплексное решение задачи создания прототипа системы управления импульсным преобразователем на МК может быть выполнено с помощью аппаратных средств отладки программного обеспечения, поддерживающих интерфейс с *MATLAB+Simulink*. Пакет *Target Support* дает возможность передавать код, сгенерированный продуктами *MathWorks*, для выполнения в реальном времени на встраиваемых микропроцессорах, микроконтроллерах и сигнальных микропроцессорах. Использование данного пакета позволяет интегрировать периферийные устройства и операционные системы реального времени с алгоритмами, созданными с помощью *Simulink*-моделей, диаграмм *Stateflow* и языкового подмножества встраиваемого *MATLAB*, не разрабатывая драйверы низкого уровня и программы, работающие в реальном времени. Полученный исполнимый программный модуль может быть запущен на встраиваемых аппаратных средствах с целью быстрого макетирования, анализа производительности в реальном времени, настройки на реальном объекте.

В настоящее время данный пакет поддерживает более 50 популярных семейств процессоров, а также отладочные платы для *Blackfin (Analog Devices)*, *MPC5xx (Freescale)*, *C166 (Infineon)*, *C2000/C5000/ C6000 (Texas Instruments)*.

Начиная с *MATLAB* версии *R2011b* *Target Support* был встроен в пакет *Embedded Coder*, который генерирует компактный и быстрый код на языках *C* и *C++* для использования во встраиваемых процессорах на целевых макетных платах, а также для МК, используемых в массовом производстве.

### **6.5.1 Прототип системы управления повышающим КРИП**

На рисунке 6.31 представлен результат разработки прототипа системы управления повышающим КРИП малой мощности с применением целевой пла-

ты *eZdsp TMS320F2812 (Spectrum Digital)*, в которой использован сигнальный процессор фирмы *Texas Instruments* и которая поддерживается *MATLAB*. Высокая производительность и специальные резидентные аппаратные средства сигнального микроконтроллера открывают возможности реализации продвинутых алгоритмов управления импульсным ключом [14 и 33].

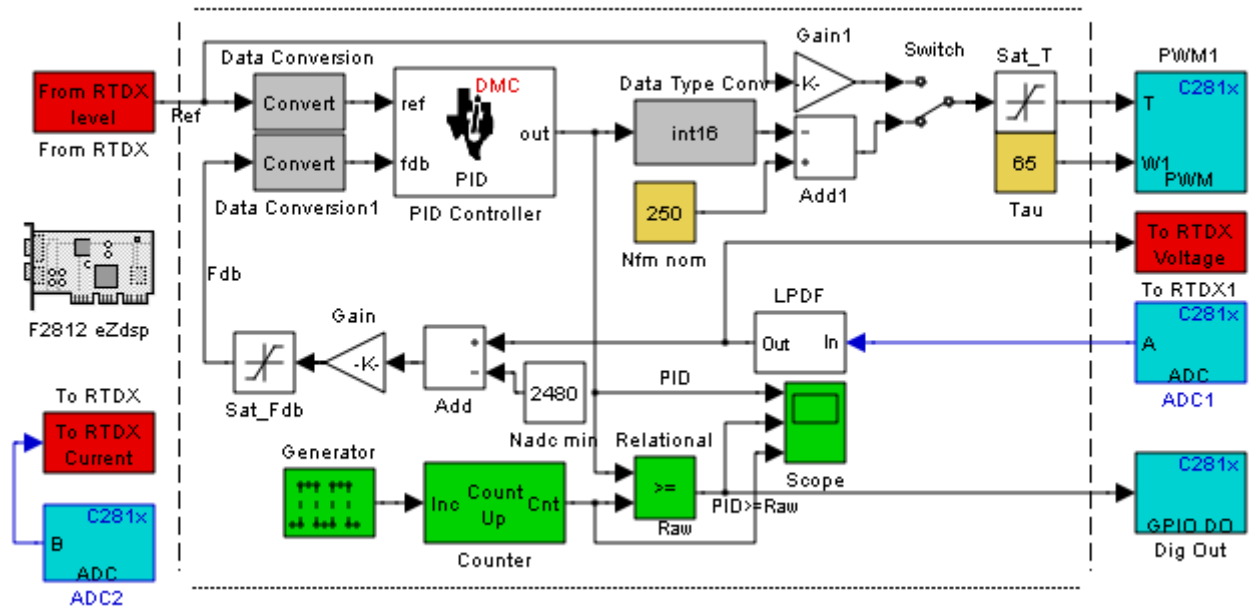


Рисунок 6.31 – Прототип системы управления повышающим КРИП

*Simulink*-модель содержит узлы, позволяющие задать режимы резидентных АЦП и ШИМ и организовать связь с *MATLAB*. Блок *To RTDX* обеспечивает передачу в *Simulink* результатов аналого-цифрового преобразования модулем АЦП *В0* микроконтроллера. Соответствующий вход АЦП при этом подключен к датчику тока *МОП*-транзистора КРИП-ПНТ, а переменную *Current* можно применить, например, для реализации программной защиты при превышении заданного предельного значения. Выход модуля *А0* АЦП микроконтроллера, во-первых, используется в качестве сигнала обратной связи по выходному напряжению КРИП-ПНТ. Во-вторых, этот же сигнал поступает на блок *To RTDX1* для передачи результатов измерения в среду *MATLAB-Simulink* и отображения (в виде переменной *Voltage*) на экране компьютера.

### 6.5.2 Синтез частотного модулятора

Используемый сигнальный процессор *TMS320F2812* включает набор широтно-импульсных модуляторов для формирования периодических сигналов. *Simulink*-блок *PWM* задает опции установки модулей *A* или *B* Менеджера Событий МК. Всего доступно двенадцать ШИМ-сигналов, которые формируются в шести парах по три пары в каждом модуле. Модуль ШИМ использует таймеры общего назначения совместно с другими блоками сигнального МК.

В нашем случае для генерации ЧМ-сигнала задействован таймер *A*, причем его период ( $a$ , следовательно, – и частота) определяется численным значением на соответствующем входном порте *T* блока *PWM*. Применяется асимметричная форма выходного сигнала с режимом счета по нарастанию (вверх), что обеспечивает более широкий диапазон регулирования по сравнению с симметричным (фазокорректным) режимом. Сами же счетные импульсы формируются из тактовой частоты резидентных периферийных устройств процессора  $f_{clkio}$ . Таким образом, дискретность изменения периода повторения, формируемого с помощью данного модуля ШИМ, составляет:

$$\Delta T_{fm} = 1/f_{clkio} = 1/(75 \cdot 106) = 13,33 \text{ нс}. \quad (6.27)$$

Длительность формируемого частотным модулятором импульса также определяется численным значением на соответствующем входном порте блока *WI*. Подключенный генератор константы *Tau* задает фиксированное значение:

$$\tau_{fm} = Tau/f_{clkio} = 65/(75 \cdot 106) = 867 \text{ нс}, \quad (6.28)$$

Наличие времязадающего входа *WI* также позволяет длительность импульса отпираания ключа изменять в соответствии с требуемыми условиями с шагом дискретности:

$$\Delta \tau_{fm} = 1/f_{clkio} = 1/(75 \cdot 106) = 13,3 \text{ нс}. \quad (6.29)$$

Кроме того, реализована синхронная работа генератора сигнала с аналого-цифровым преобразователем за счет запуска последнего от менеджера событий *A*, что позволяет снизить влияние импульсных помех на качество измере-

ния сигнала обратной связи КРИП.

Для того, чтобы предотвратить возникновение аварийных режимов в КРИП, частота импульсов частотного модулятора должна быть ограничена внутри пределов:

$$F_{min} \leq F_{fm} \leq F_{max}. \quad (6.30)$$

Это ограничение обеспечивается с помощью блока Sat\_T. Переходя к периоду повторения импульсов, а далее – к целым числам, кодирующим длительности в дискретах тактовой частоты резидентных периферийных устройств процессора  $N_{fm} = f_{clkio} / F_{fm}$ , получаем:

$$T_{fm\ min} \leq T_{fm} \leq T_{fm\ max} \text{ или } N_{fm\ min} / f_{clkio} \leq N_{fm} \leq N_{fm\ max} / f_{clkio}. \quad (6.31)$$

Если задаться  $F_{min} = 37,5 \text{ кГц}$ , а  $F_{max} = 500 \text{ кГц}$ , то получим:

$$N_{fm\ min} = f_{clkio} / F_{max} = 75 \text{ МГц} / 500 \text{ кГц} = 150; T_{fm\ min} = 2,0 \text{ мкс}; \quad (6.32)$$

$$N_{fm\ max} = f_{clkio} / F_{min} = 75 \text{ МГц} / 37,5 \text{ кГц} = 2000; T_{fm\ max} = 26,67 \text{ мкс}. \quad (6.33)$$

Дискретность регулирования частоты (абсолютное значение) составит:

$$\Delta F_{fm\ нч} = F_{min} / N_{fm\ max} = 37,5 \text{ кГц} / 2000 = 18,75 \text{ Гц} \quad (6.34)$$

в области низких частот и

$$\Delta F_{fm\ вч} = F_{max} / N_{fm\ min} = 500 \text{ кГц} / 150 = 3,33 \text{ кГц} \quad (6.35)$$

в области высоких частот.

На рисунке 6.32 показаны регулировочные характеристики ЧМ-генератора по периоду следования импульсов (а) и частоте (б).

Собственно исходный код задания периода повторения сигнала частотного модулятора формируется путем вычитания из целочисленного выходного кода ПИД-регулятора  $NPID$  предустановленного значения  $N_{fm\ ном}$ , определяемого блоком  $N_{fm\ ном}$ . Для более плавной работы регулятора при нулевом его выходе обеспечим генерацию модулятора на частоте  $F_{fm\ ном}$ , при которой на выходе КРИП устанавливается номинальное выходное напряжение  $U_{н\ ном}$ . Отсюда сле-

дует уставка кода:

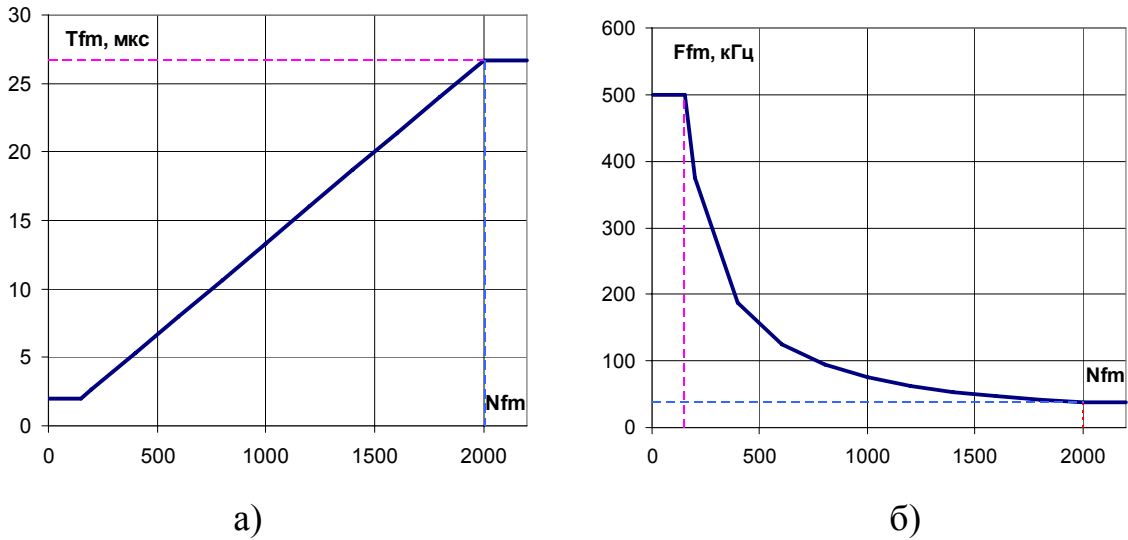


Рисунок 6.32 – Регулировочные характеристики ЧМ-генератора

$$N_{fm \text{ ном}} = f_{clkio} / F_{fm \text{ ном}} = 75 \text{ МГц} / 300 \text{ кГц} = 250, \quad (6.36)$$

причем связь между кодом с выхода регулятора и выходной частотой модулятора может быть представлена в следующем виде:

$$F_{fm} = f_{clkio} / (N_{fm \text{ ном}} - N_{PID}) = 75 \text{ МГц} / (250 - N_{PID}). \quad (6.37)$$

Подчеркнем, что, поскольку период генерируемого сигнала определяется целым положительным числом – количеством тактов частоты резидентных периферийных устройств процессора, на выходе регулятора установлен блок преобразования типа данных *Data Type Conversion2*, формирующий двухбайтные целые числа типа *INT16*, т.е. в диапазоне  $-32768 \dots +32767$ . Если ограничить выходной код регулятора диапазоном значений от

$$N_{PIDmin} = N_{fm \text{ ном}} - N_{fm \text{ max}} = 250 - 2000 = -1750 \quad (6.38)$$

до

$$N_{PIDmax} = N_{fm \text{ ном}} - N_{fm \text{ min}} = 250 - 150 = +100, \quad (6.39)$$

то в итоге получим зависимость частоты импульсов от выходного кода регулятора, представленную на рисунке 6.33.



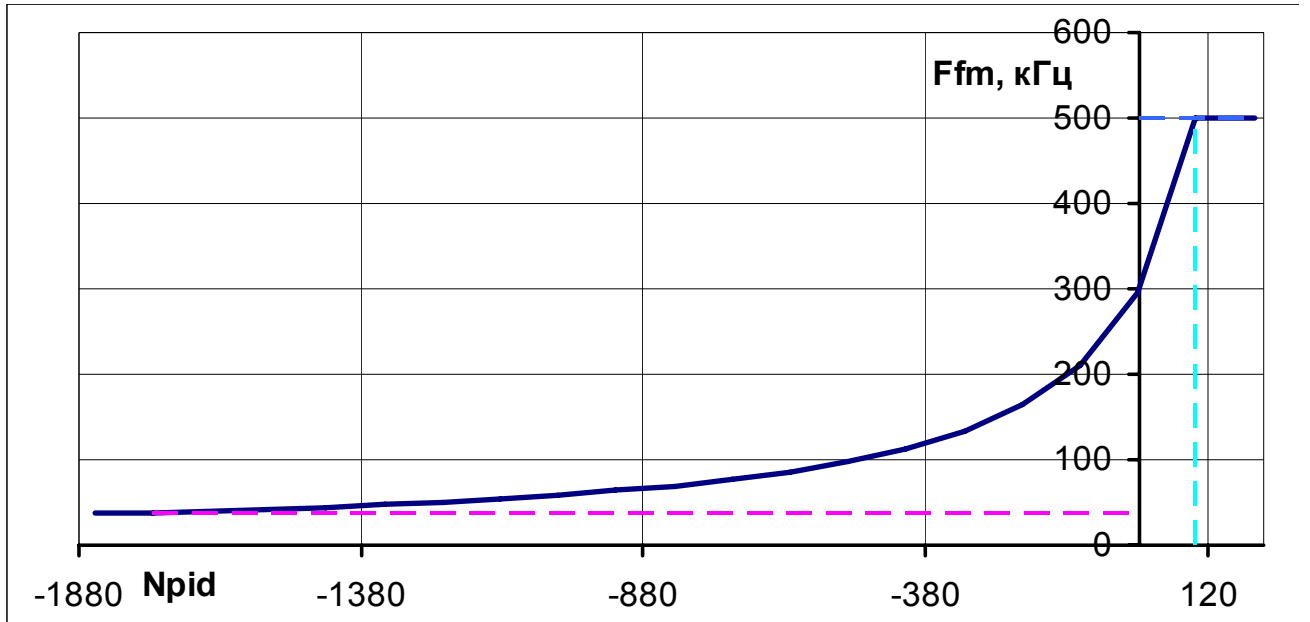


Рисунок 6.33 – Зависимость частоты импульсов от выходного кода регулятора

Явно выраженная асимметрия входного сигнала снижает устойчивость и качество регулирования в системе с КРИП. На рисунке 6.34 показана регулировочная характеристика частотного модулятора для следующих характерных частот системы:

$$F_{fm \text{ ном}} = 300 \text{ (} N_{fm \text{ ном}} = 250 \text{)}; F_{fm \text{ max}} = 500 \text{ (} N_{fm \text{ min}} = 150 \text{)}; F_{fm \text{ min}} = 214 \text{ (} N_{fm \text{ max}} \approx 350 \text{)}.$$

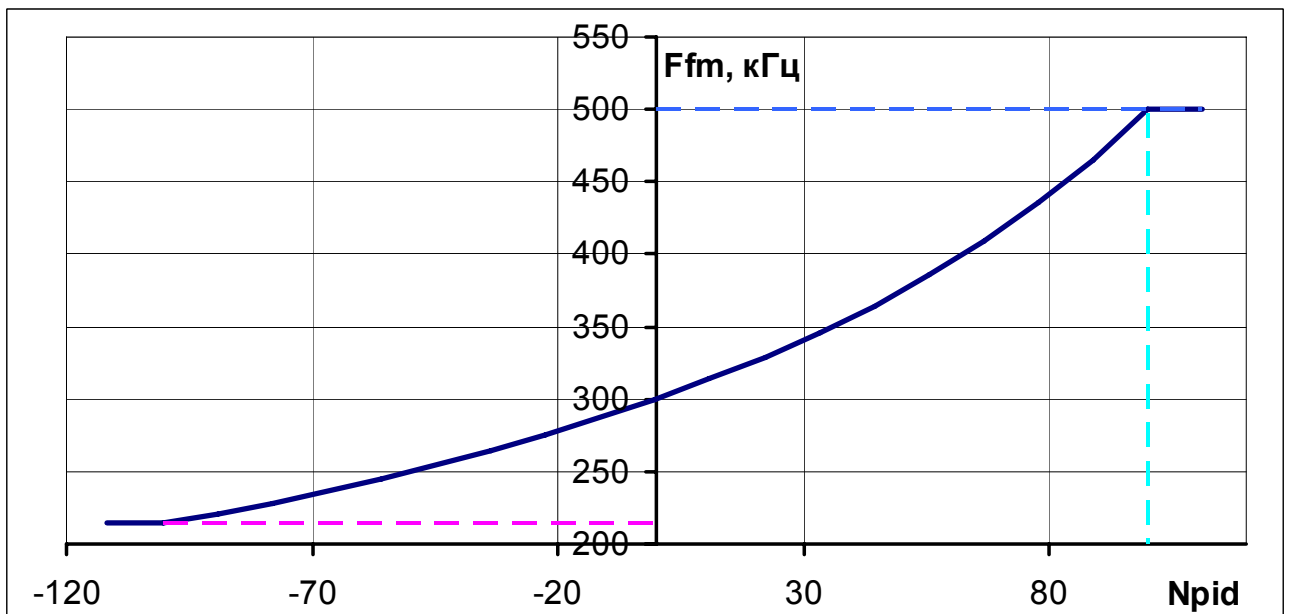


Рисунок 6.34 – Регулировочная характеристика частотного модулятора

Из предыдущих выкладок следует, что для рисунка 6.34:  $N_{PIDmin} \approx -100$ ;  $N_{PIDmax} = 100$ . Такой симметричный диапазон работы регулятора позволит обеспечить лучшие динамические характеристики системы, чем на рисунке 6.22.

### 6.5.3 Цепи сигналов обратной связи

Блоки *ADC1* и *ADC2* конфигурируют аналого-цифровые преобразователи сигнального процессора *C281x*, связывая выбранные входы микросхемы *ADCINA0* и *ADCINB0* с модулями АЦП *A* и *B*. Цифровые значения, представляющие аналоговые входные сигналы (ток ключа и выходное напряжение КРИП), с узла аналого-цифрового преобразователя микроконтроллера сохраняются в регистре результата АЦП сигнального процессора. Узлы АЦП настроены на режим одновременного преобразования (*Simultaneous*) с аппаратным запуском от соответствующего Менеджера событий (*EVA*, *EVB*), что позволяет синхронизировать работу АЦП (измерение) с периодом работы КРИП (вывод). Шаг дискретизации лежит в диапазоне от  $t_{ADC\ min} = 1/F_{fn\ max}$  до  $t_{ADC\ max} = 1/F_{fn\ min}$ . Это теоретически позволяет оцифровывать сигнал в полосе вплоть до  $f_{ADC} = 1/(2t_{ADC\ max}) = 107$  кГц.

Выход АЦП *C281x* является целочисленным беззнаковым вектором типа `uint16`. Выходные данные лежат в диапазоне от 0 до  $N_{АЦПmax} = 4095$ , поскольку блок *ADC C281x* представляет собой 12-разрядный преобразователь. Максимальное напряжение, которое может быть приложено к аналоговому входу данного микроконтроллера,  $E_{АЦПmax} = 3,0$  В, откуда следует, что единица младшего значащего разряда составляет:

$$E_{МЗР} = E_{АЦПmax} / N_{АЦПmax} = 3,0 / 4095 \approx 0,73 \text{ мВ}. \quad (6.40)$$

Сигнал обратной связи по выходному напряжению КРИП для согласования уровня с диапазоном входных сигналов аналогового входа МК подается через резистивный делитель напряжения с коэффициентом передачи:

$$k_{OC} = E_{АЦПmax} / U_{н\ max}, \quad (6.41)$$

где  $U_{н\ max}$  – максимальное измеряемое напряжение на выходе КРИП.

Задавшись конкретным значением  $U_{n \max}$ , получим:  $k_{OC}=3,0/16,81=0,1785$ .

При номинальном напряжении на выходе КРИП  $U_{n \text{ ном}}$  напряжение на входе АЦП составит  $U_{АЦП\text{ном}}=k_{OC} U_{n \text{ ном}}$ , а его цифровой эквивалент:

$$N_{АЦП\text{ном}}=[U_{АЦП\text{ном}}/E_{МЗР}]=[k_{OC} U_{n \text{ ном}}/E_{АЦП\text{max}}N_{АЦП\text{max}}]=[N_{АЦП\text{max}}U_{n \text{ ном}}/U_{n \text{ max}}]. \quad (6.42)$$

В данном случае символами [ ] обозначена операция округления до целого. Для рассматриваемого случая  $N_{АЦП\text{ном}}=[4095 \cdot 12/16,81]=2923$ .

При исправном КРИП напряжение на его выходе не ниже напряжения питания. Следовательно, даже при отсутствии импульсов, отпирающих силовой ключ, по цепи обратной связи приходит сигнал:

$$U_{АЦП\text{min}}=k_{OC} E_n = E_n E_{АЦП\text{max}}/U_{n \text{ max}}. \quad (6.43)$$

Это обуславливает уставку, постоянно присутствующую на выходе АЦП:

$$N_{АЦП\text{min}}=[U_{АЦП\text{min}}/E_{МЗР}]=[E_n N_{АЦП\text{max}}/U_{n \text{ max}}]. \quad (6.44)$$

В численном эквиваленте это составит  $N_{АЦП\text{min}}=[7 \cdot 4095/16,81]=1705$ . Это – минимальное значение, которое может быть выбрано для блока  $N_{adc \text{ min}}$ , который смещает характеристику преобразования вверх по оси ординат. Реальную же величину уставки по сигналу обратной связи  $N_{ADC \text{ min}}$ , формируемую блоком  $N_{ADC \text{ min}}$ , следует выбирать несколько большей, чтобы не допустить срыв регулирования для низких уровней заданий и при наличии возмущений в системе. Выберем эту константу, исходя из нижней границы регулирования выходного напряжения КРИП:

$$N_{ADC \text{ min}} = \left[ U_{H \text{ min}} \frac{N_{ADC \text{ max}}}{U_{H \text{ max}}} \right]. \quad (6.45)$$

Так, для конкретных численных значений получаем:

$$N_{ADC \text{ min}}=10,19 \text{ В} \cdot 4095/16,81=2482. \quad (6.46)$$

Дополнительная обработка выходного кода АЦП, осуществляемая с помощью блоков  $N_{adc \text{ min}}$ ,  $Add$ ,  $Gain$  и  $Sat\_Fdb$ , предусмотрена для согласования

кода измеренного сигнала обратной связи по выходному напряжению КРИП с диапазоном сигнала задания и реальным диапазоном регулирования КРИП. В итоге обратная связь на регулятор (до преобразования формата данных) поступает в следующем виде:

$$N_{fdb} = SAT\left\{Gain \cdot \left( \left[ U_H \frac{N_{ADC\max}}{U_{H\max}} \right] - N_{ADC\min} \right) \right\}_{N_{fdb\min}^{N_{fdb\max}}}, \quad (6.47)$$

где под  $SAT\left\{...\right\}_{N_{fdb\min}^{N_{fdb\max}}}$  предполагается нелинейная операция ограничения содержимого скобок внутри диапазона  $[N_{fdb\min}; N_{fdb\max}]$ , а квадратные скобки указывают на операцию округления до целого.

На рисунке 6.35 представлен вид проходной характеристики сигнала обратной связи по выходному напряжению КРИП.

С целью оптимизации динамического диапазона сигналов целесообразно обеспечить удовлетворение следующих условий:

$$U_{H\text{ ном}} = (U_{H\min} + U_{H\max})/2; \quad (6.48)$$

$$N_{fdb\text{ ном}} = (N_{fdb\min} + N_{fdb\max})/2. \quad (6.49)$$

Если выходное напряжение КРИП

$$U_{H\min} \leq U_{H\text{ ном}} \leq U_{H\max}, \quad (6.50)$$

то код обратной связи на входе регулятора

$$N_{fdb\min} \leq N_{fdb\text{ ном}} \leq N_{fdb\max} \quad (6.51)$$

и насыщение кода отсутствует. Следовательно, для линейной области можно записать:

$$N_{fdb} = Gain \cdot \left( \left[ U_H \frac{N_{ADC\max}}{U_{H\max}} \right] - N_{ADC\min} \right). \quad (6.52)$$

Пренебрегая операцией квантования для граничного значения  $U_H = U_{p\max}$  и  $N_{fdb} = N_{fdb\max}$ , находим

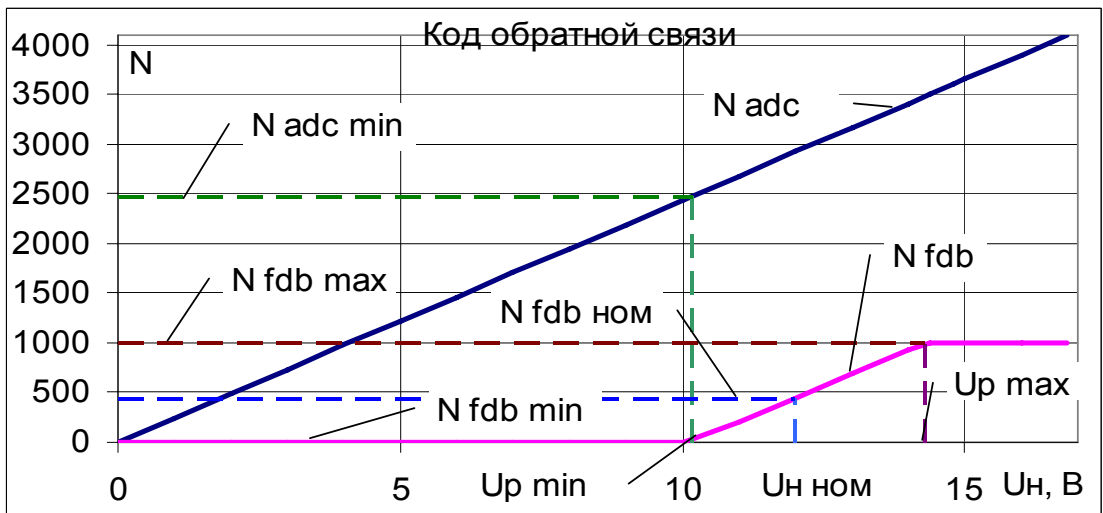
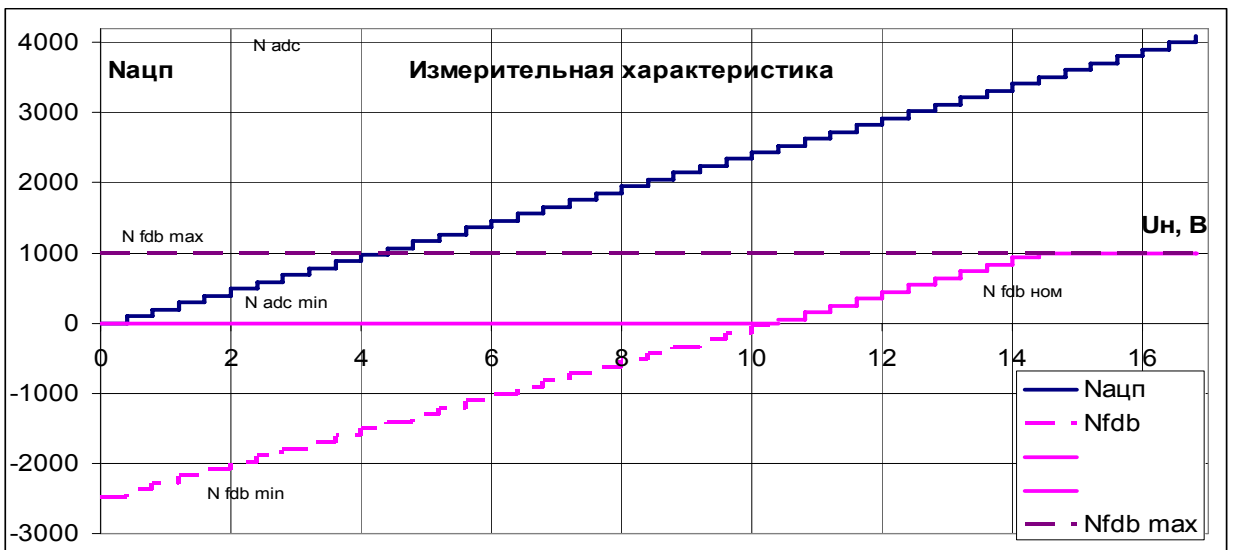
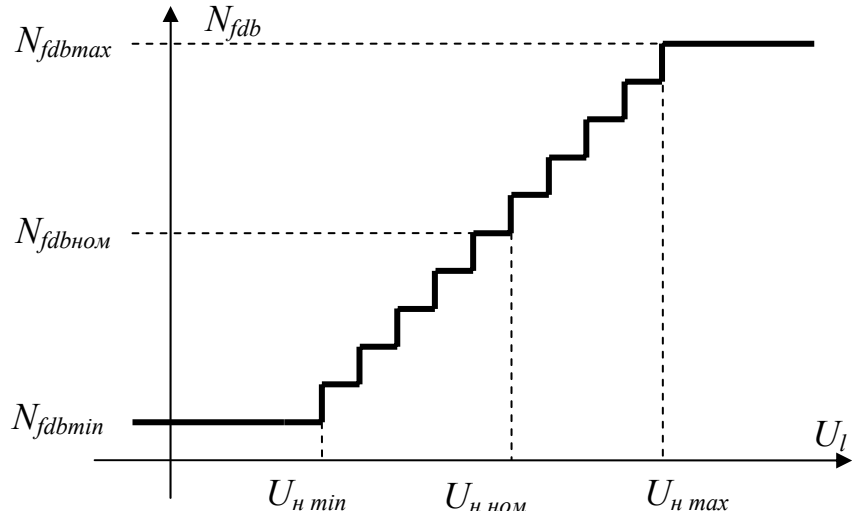


Рисунок 6.35 – Проходная характеристика цепи ООС по напряжению КРИП

$$N_{ADC min} = U_{p max} \frac{N_{ADC max}}{U_{H max}} - \frac{N_{fdb max}}{Gain} \quad (6.53)$$

Исходя из другого граничного значения  $U_H = U_{p \min}$  и  $N_{fdb} = N_{fdb \min}$

$$N_{ADC \min} = U_{p \min} \frac{N_{ADC \max}}{U_{H \max}} - \frac{N_{fdb \min}}{Gain} \quad (6.54)$$

Окончательно получаем:

$$Gain = \frac{N_{fdb \max} - N_{fdb \min}}{N_{ADC \max}} \cdot \frac{U_{H \max}}{U_{p \max} - U_{p \min}} \quad (6.55)$$

Для конкретного случая имеем:

$$U_{p \min} = 10,19 \text{ В}; U_{p \max} = 14,29 \text{ В}; U_{H \max} = 16,81 \text{ В}; N_{fdb \min} = 0; N_{fdb \max} = 1000;$$

$$Gain = 1,0; N_{ADC \min} = 2482.$$

Значение  $N_{ADC \min}$  совпало с рассчитанным ранее, что подтверждает корректность выкладок. Можно также получить обратную зависимость выходного напряжения КРИП от кода сигнала обратной связи для линейной области:

$$U_H = \frac{U_{H \max}}{N_{ADC \max}} \left( N_{fdb} / Gain + N_{ADC \min} \right) \quad (6.56)$$

Характер этой зависимости при различных значениях  $N_{ADC \min}$  показан на рисунке 6.36, а при изменении коэффициента  $Gain$  – на рисунке 6.37.

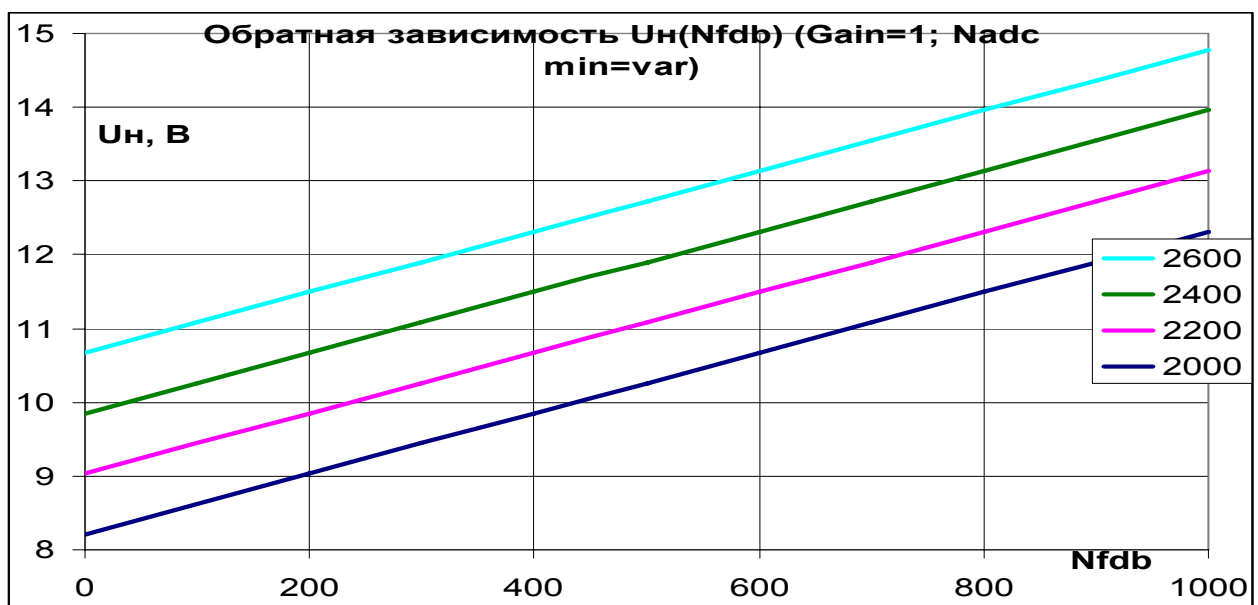


Рисунок 6.36 – Обратная зависимость выходного напряжения от кода сигнала обратной связи при различных значениях  $N_{ADC \min}$

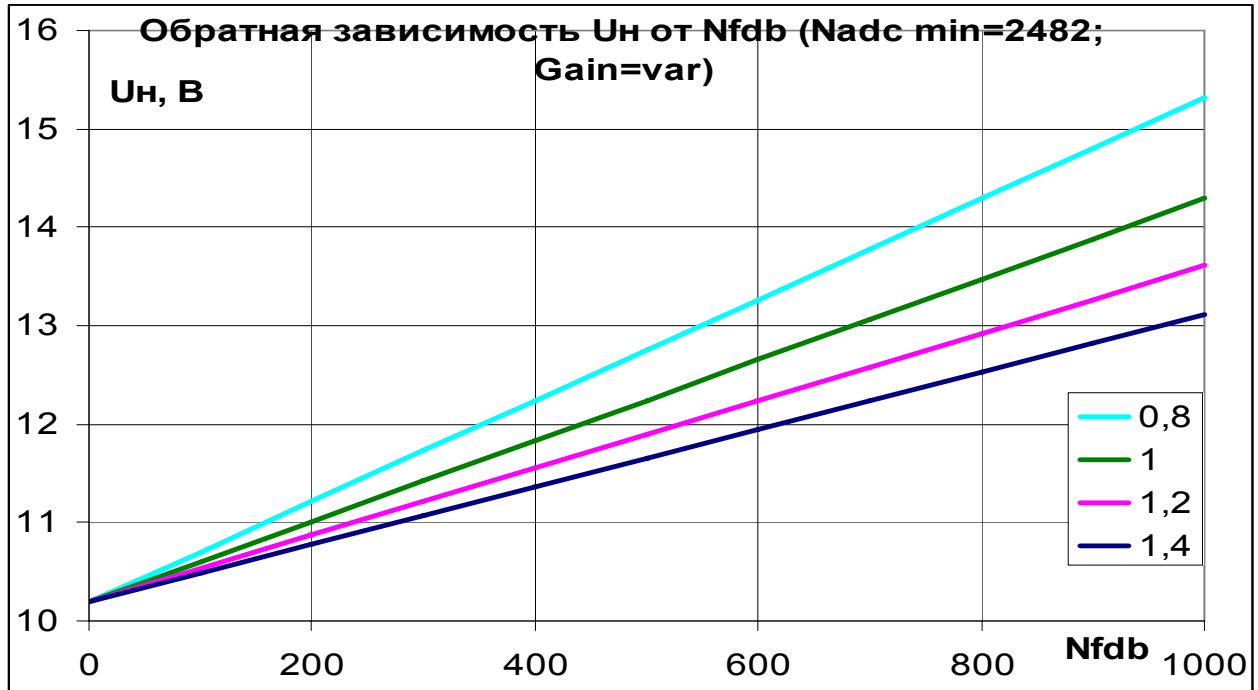


Рисунок 6.37 – Обратная зависимость выходного напряжения от кода сигнала обратной связи при различных значениях масштабировющего коэффициента

Изменение  $N_{ADC\ min}$  сдвигает уровень минимального выходного напряжения КРИП, для которого возможно линейное регулирование. Изменение  $Gain$  позволяет задать диапазон регулирования.

#### 6.5.4 Задатчик уровня воздействия

Блок *From RTDX* предназначен для прямой связи из среды *MATLAB-Simulink* с целевой платой сигнального процессора. С этой целью средствами пакета инструментов для интерактивной разработки графического интерфейса пользователя (*GUI design environment – GUIDE*) создано графическое окошко, содержащее, в частности, виртуальный ползунковый потенциометр. Перемещение его по экрану компьютера позволяет изменять заданный уровень стабилизируемого напряжения, поскольку этот уровень в виде переменной *level* передается в целевую плату. Диапазон изменения –  $0...1000$ .

Тумблер *Switch* позволяет отключить регулятор и непосредственно задавать период повторения импульсов отпираания ключа КРИП. Этот режим используется для изучения собственно КРИП, например – для экспериментально-

го снятия регулировочной характеристики КРИП (зависимости выходного напряжения от частоты коммутации).

Поскольку на целевой плате *eZdsp TMS320F2812* к выводу порта *GPIOF.14* микроконтроллера подключен светодиод, последний используется для диагностики системы. Блок *Dig Out* конфигурирует соответствующий вывод микросхемы и обеспечивает подачу на него тестового сигнала  $PID \geq Raw$ . Данный сигнал формируется при сравнении выхода регулятора со ступенчато-нарастающим сигналом с выхода счетчика *Counter*. Таким образом, при активности регулятора возникают мерцания светодиода. Частоту этого мерцания, фактически, задает частота повторения генератора импульсов *Generator*, а также максимальный коэффициент счета (параметр *Maximum\_count*) счетчика. Если использовать меандр с периодом повторения две выборки, а длительность выборки определить через параметр  $Sample\_time = 1/10000$  с генератора, то частота мерцаний светодиода составит:

$$F_{LED} = \frac{2}{Sample\_time \cdot Maximum\_count} = \frac{2 \cdot 10000}{10000} = 2 \text{ Гц}, \quad (6.57)$$

что не превышает критической частоты мерцаний и хорошо заметно.

### 6.5.5 Цифровой регулятор

Цифровой регулятор реализован в виде *Simulink*-блока *PID Controller*. Этот блок реализует 32-битный цифровой *ПИД*-регулятор с коррекцией против насыщения (*antiwindup*). Блок содержит (рисунок 6.38) два входа: задания (*ref*) и обратной связи (*fdb*), а также – *ПИД*-выход с насыщением (*out*).

В этом блоке реализовано следующее, описывающее *ПИД*-регулятор перед насыщением, дифференциальное уравнение:

$$u_{presat}(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t), \quad (6.58)$$

где  $u_{presat}$  – *ПИД*-выход перед насыщением;

$u_p$  – пропорциональная составляющая;

$u_i$  – интегральная составляющая с коррекцией насыщения;



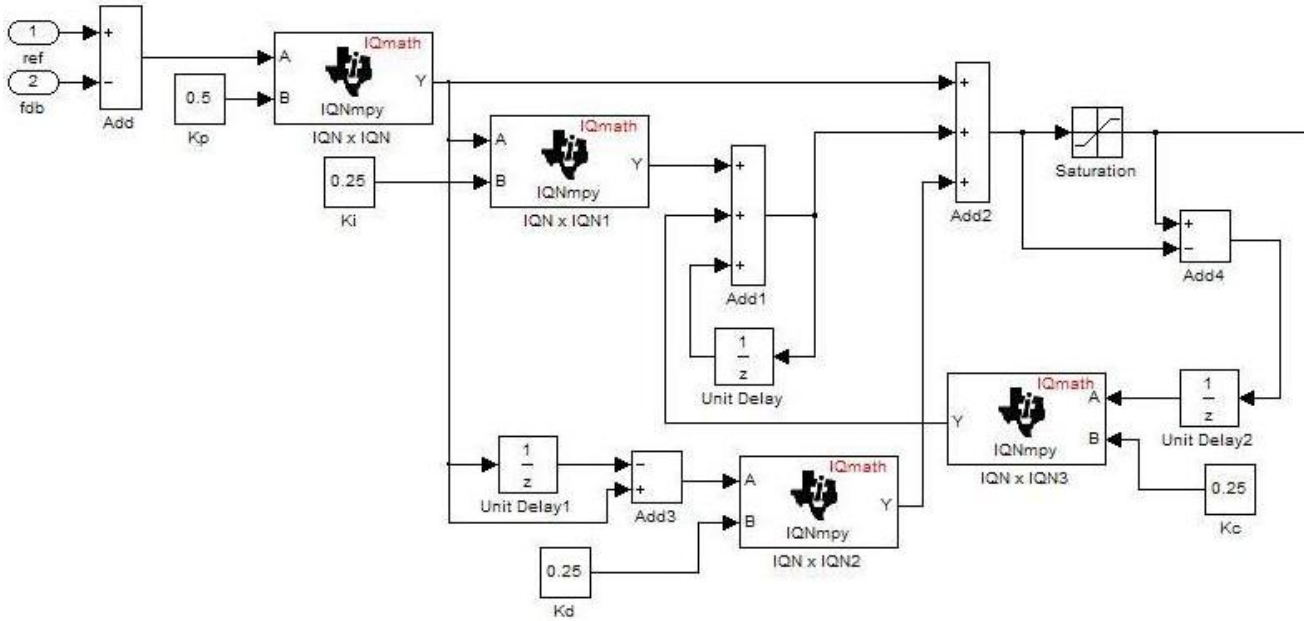


Рисунок 6.38 – Цифровой ПИД-регулятор

$u_d$  – дифференциальная составляющая.

Пропорциональную составляющую можно представить в виде:

$$u_p(t) = K_p e(t), \quad (6.59)$$

где  $K_p$  – пропорциональный коэффициент ПИД-регулятора, а  $e(t)$  – ошибка, равная разности сигналов на входах задания и обратной связи.

Интегральная составляющая с коррекцией насыщения имеет вид:

$$u_i(t) = \int_0^t \left\{ \frac{K_p}{T_i} e(\tau) + K_c (u(\tau) - u_{presat}(\tau)) \right\} d\tau, \quad (6.60)$$

где  $K_c$  – коэффициент коррекции интегральной составляющей.

Дифференциальная составляющая

$$u_d(t) = K_p T_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (6.61)$$

где  $T_d$  – постоянная дифференцирования. В дискретном выражении дифференциальный коэффициент определяется, как  $K_d = T_d/T$ , а интегральный – как  $K_i = T/T_i$ , где  $T$  – период выборки, а  $T_i$  – постоянная интегрирования.

Используя обратное приближение, предыдущие дифференциальные

уравнения могут быть преобразованы в следующие разностные уравнения.

$$u_p[n]=K_p e[n]; \quad (6.62)$$

$$u_i[n]=u_i[n-1]+K_i K_p e[n]+K_c(u[n-1]-u_{presat}[n-1]); \quad (6.63)$$

$$u_d[n]=K_d K_p (e[n]-e[n-1]); \quad (6.64)$$

$$u_{presat}[n]=u_p[n]+u_i[n]+u_d[n]; \quad (6.65)$$

$$u[n]=SAT(u_{presat}[n]). \quad (6.66)$$

Оба входа и выход блока представляют собой 32-разрядные числа с фиксированной точкой и дробной частью  $Q$  от 1 до 29 разрядов. Блоки *Data Type Conversion* обеспечивают согласование типов данных. Формат данных на их выходах – *fixdt(1,32,15)*, т.е. длина слова составляет 32 бита, из которых один – знаковый, 15 кодируют дробную часть, а оставшиеся 16 – целую. Выходные уровни ПИД-регулятора ограничены в диапазоне от  $N_{PIDmin}$  до  $N_{PIDmax}$ .

После создания и отладки модели в режиме симуляции происходит автоматическая генерация исходного текста программы на языке *C* средствами *MATLAB* и передача его в интегрированную среду разработки программного обеспечения сигнальных процессоров *Code Composer*. Далее автоматически запускается пакетный файл, транслирующий код из *MATLAB* и загружающий объектный модуль в память программ целевой платы. Последующая работа производится в режиме реального времени.

Результаты моделирования замкнутой системы управления КРИП-ПНТ представлены на рисунках 6.39 – 6.41. На рисунке 6.39 смоделирована подача фиксированного кода задания  $\theta$ . До момента времени  $0,32$  мс, что соответствует двум интервалам заполнения буфера цифрового фильтра, на вход частотного модулятора подается уставка  $N_{fm\text{ ном}}=250$ , что приводит к генерации импульсов отпирания силового вентиля с частотой  $300$  кГц. При этом происходит свободный выбег выходного напряжения до уровня примерно  $12$  В (с динамикой, ана-

логичной рисунку 6.22, но с другими параметрами задания). Далее регулятор вырабатывает код периода повторения, соответствующий нулевому заданию (частота около  $215 \text{ кГц}$ ), а выходное напряжение достигает уровня  $11 \text{ В}$ .

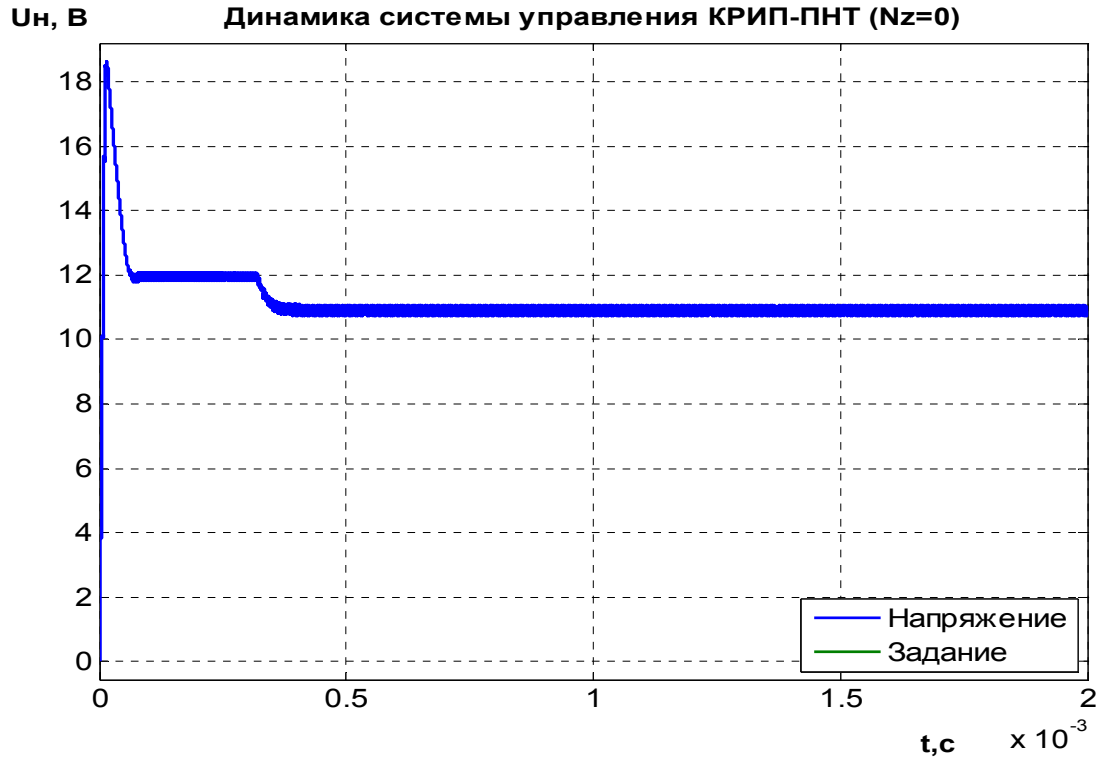


Рисунок 6.39 – Моделирование замкнутой системы управления КРИП-ПНТ ( $N_z=0$ )

На рисунке 6.40 смоделирована подача кода задания с  $0$  до  $500$  в момент времени  $0,1 \text{ мс}$ .

Изначально (при нулевом задании) на вход частотного модулятора подается уставка  $N_{fm \text{ ном}}=250$ , что приводит к генерации импульсов отпирания силового вентиля с частотой  $300 \text{ кГц}$ . При этом выходное напряжение КРИП после свободного выбега устанавливается на уровне порядка  $12 \text{ В}$ . Этот процесс прекращается в момент появления ненулевого задания. По коду ошибки регулятор вырабатывает максимальное по частоте задание, а далее следует колебательный процесс, свидетельствующий о неустойчивости системы в целом.

Сигналы в замкнутой системе управления КРИП-ПНТ представлены на рисунке 6.41.

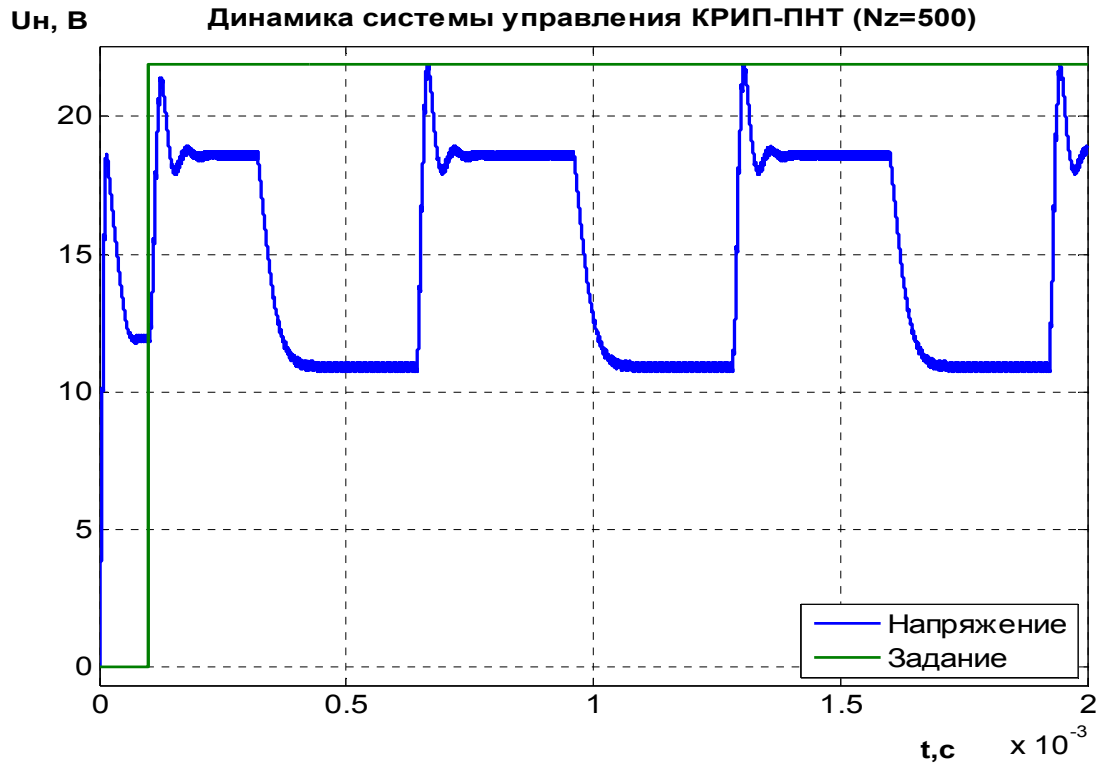


Рисунок 6.40 – Моделирование замкнутой системы управления КРИП-ПНТ ( $N_z=0-500$ )

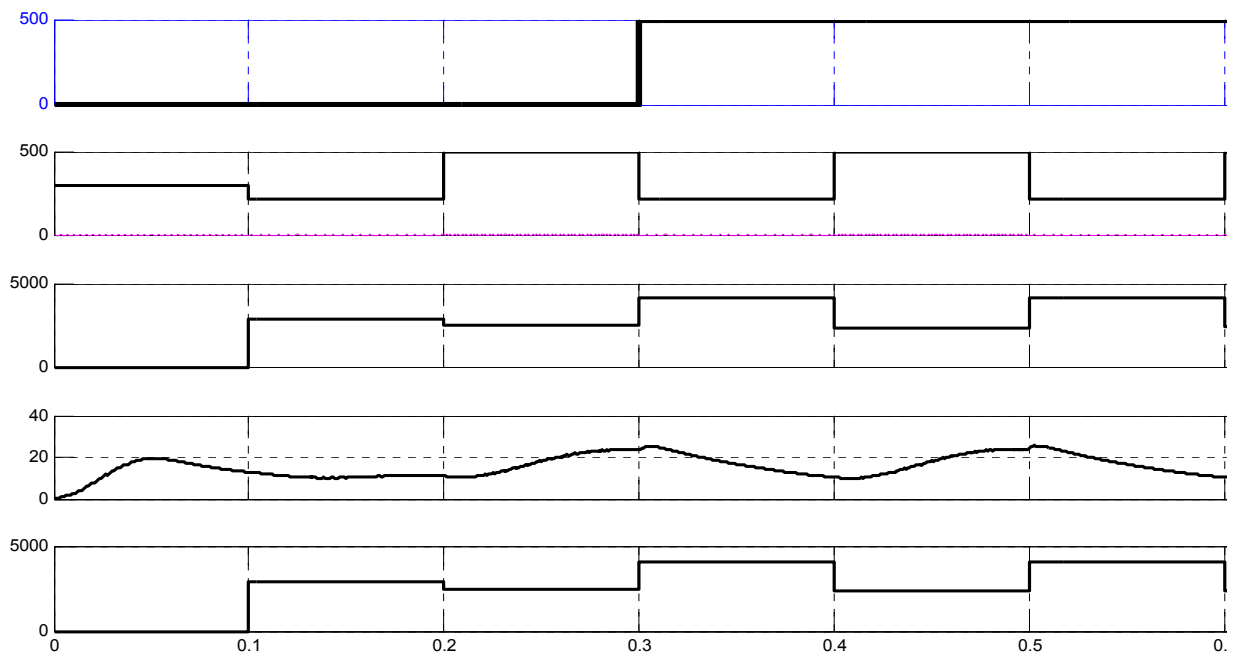


Рисунок 6.41 – Сигналы в замкнутой системе управления КРИП-ПНТ

## 6.6 Выводы

1. С помощью схем моделирования КРИП-ПНН и повышающего КРИП-ПНТ в пространстве состояний на интервалах работы преобразователя получены выражения для векторов состояния, производных и начальных условий, позволяющие определить переменные состояния по известному алгоритму и построить переходные процессы на всех интервалах работы. Наглядное представление элементов КРИП в качестве звеньев САУ является фундаментом для построения оптимальных регуляторов в замкнутых системах.

2. Моделирование КРИП-ПНТ с помощью расширения *Sim Power Systems* пакета *Simulink* на основе компонентов библиотеки *Power Electronics* не обеспечивает требуемой точности. Программное расширение *Simscape* дает возможность моделировать многодоменные физические системы, представляя устройства и их математические описания прямым образом. Это позволяет не прибегать к внешним программам низкоуровневого моделирования электронных компонентов, а использовать *SPICE*-модели для построения КРИП.

3. Упрощенная модель КРИП-ПНТ удобна для исследования поведения систем, содержащих КРИП, поскольку обеспечивает существенное снижение требуемых вычислительных ресурсов. Для интеграции в систему управления КРИП в целом разработаны модели элементов обратной связи по напряжению, дискретная, укрупненная и прямая цифровая модель частотного модулятора.

4. Комплексное решение задачи создания прототипа САУ импульсным преобразователем на МК может быть получено с помощью аппаратных средств отладки программного обеспечения для сигнальных процессоров, поддерживающих интерфейс с *MATLAB*. Реализация цифрового регулятора, устройств визуализации сигналов КРИП и задатчика воздействия в виде *Simulink*-блоков с прямой связью с целевой платой открывает широкие возможности высокоуровневого программирования сигнальных процессоров, что существенно ускоряет процесс разработки прототипа САУ.

## РАЗДЕЛ 7

### РЕАЛИЗАЦИЯ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Положительные результаты, полученные с помощью идеализированных методов исследования (анализа и синтеза, а также абстрагирования), нуждаются в практическом подтверждении. В разделе описаны экспериментальные исследования квазиоптимальных регуляторов: стенды, макеты, алгоритмы и данные, а также практические разработки, выполненные с использованием квазиоптимальных регуляторов.

В первую очередь проверялись элементы, алгоритмы и программы функционирования нейрорегуляторов и нейроидентификаторов, пригодных для практической реализации средствами микропроцессорной техники – встраиваемых микроконтроллеров, а также процессоров цифровой обработки сигнала [7 – 11, 13, 17, 24, 26, 27, 31 – 33, 46, 58].

#### 7.1 Экспериментальные исследования параллельного КРИП-ПНТ

Электрическая принципиальная схема исследуемого КРИП представлена на рисунке 7.1. Через клеммы  $X1$  и  $X2$  на устройство подается питающее напряжение в диапазоне от  $7 В$  до  $11 В$ .  $DA1$  – линейный интегральный стабилизатор  $78L05$  с номинальным выходным напряжением  $+5 В \pm 5\%$  при выходном токе от  $5 мА$  до  $1 А$ . Пиковый выходной ток может достигать  $2,2 А$ , а ток короткого замыкания составляет  $230 мА$  (при определенных условиях).

Соединитель  $XP1$  используется для подключения КРИП к системе управления. Через контакт  $XP1:1$  на устройство подается импульсный сигнал с уровнями ТТЛ для отпираания силового ключа  $VT1 BUZ10$ . Управление по затвору  $VT1$  производится с помощью микросхемы-драйвера  $DA2 MC34151D$ . Микросхема  $DD1 K1554ЛЛ1$  является буферным элементом, защищающим порты системы управления от помех и перенапряжений. Резистор  $R1$  обеспечивает запираание  $VT1$  при отсутствии подключения к цепи управления. Сигнал с датчика

тока силового ключа  $R3$  через нормирующий усилитель  $DA3.4$ , а далее – контакт  $XP1:3$  поступает на вход аналого-цифрового преобразования системы управления и используется для защиты схемы от коротких замыканий по току.  $L1$  представляет собой накопительный дроссель. Резонансный контур собран на конденсаторах  $C6...C11$  и дросселе  $L2$ .

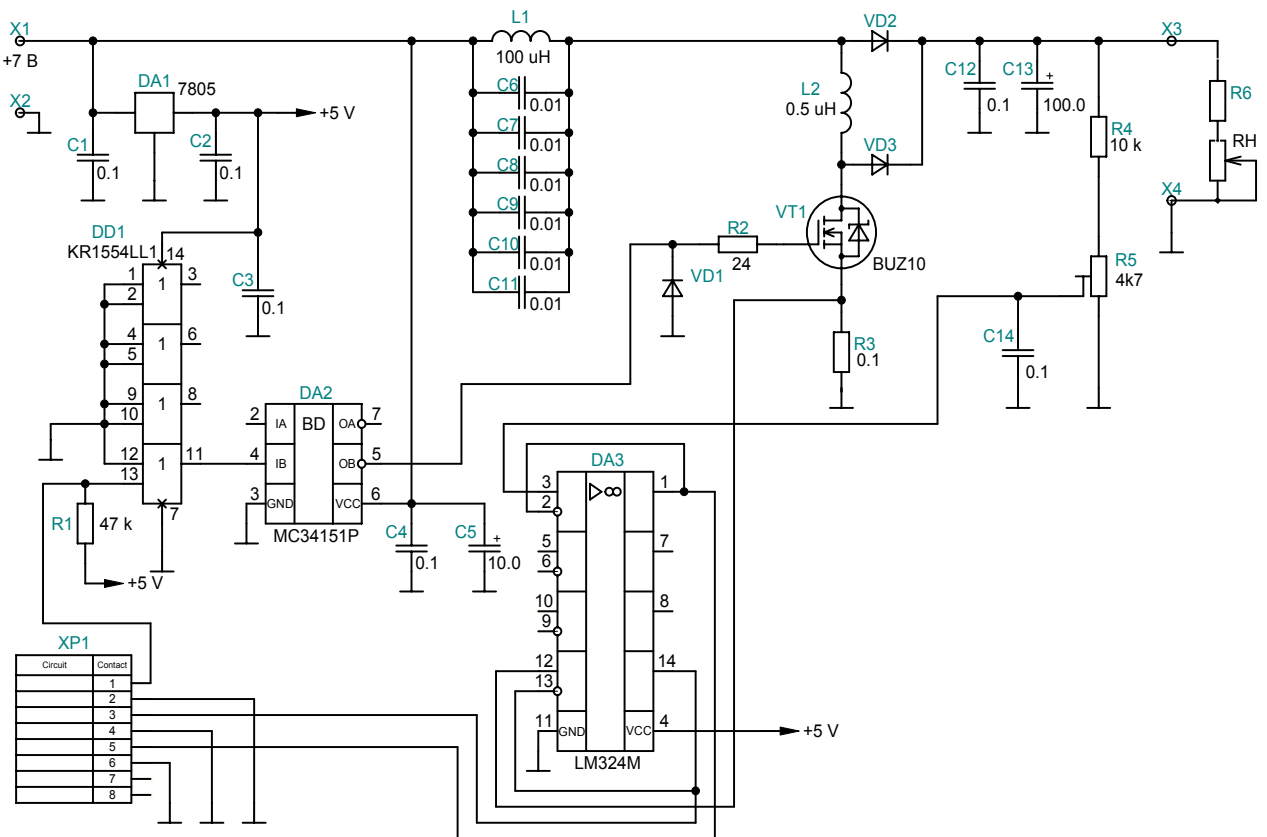


Рисунок 7.1 – Электрическая принципиальная схема макета КРИП-ПНТ

Нагрузка подключается к клеммам  $X3$ ,  $X4$ . Конденсатор  $C14$  является элементом сглаживающего фильтра. Делитель  $R4$ ,  $R5$  используется для подачи сигнала обратной связи по выходному напряжению КРИП на вход аналого-цифрового преобразователя микроконтроллера системы управления. Этот сигнал буферизируется с помощью повторителя  $DA3.1$ , а далее поступает на контакт  $XP1:5$ . Диод  $VD1$  КД522Б улучшает переходный процесс в цепи затвора силового ключа. Диоды  $VD2$  и  $VD3$  – диоды Шоттки  $1N5822$ .

Для проверки предложенной выше концепции разработки системы управления КРИП на базе сигнального процессора был создан лабораторный

макет [27], в котором использованы компоненты с характеристиками, аналогичными представленным на рисунке 7.1.

Программное обеспечение разработано и отлажено в соответствии с описанной в разделе 6 процедурой, т.е. практически без низкоуровневой работы с текстом автоматически сгенерированной *MATLAB* программы [2]. Это позволило существенно сократить сроки разработки прототипа, повысить наглядность и оптимизировать систему управления. На рисунке 7.2 представлены снятые осциллограммы тока ключа и управляющего сигнала.



Рисунок 7.2 – Осциллограммы тока ключа и управляющего сигнала КРИП

В таблице 7.1 приведены основные параметры МОП-транзисторов, использовавшихся в качестве силовых вентиляей.

Таблица 7.1 – Параметры МОП-транзисторов для повышающего КРИП-ПНТ

Параметр	BUZ10	IRFZ34N
Статическое сопротивление сток-исток во включенном состоянии $R_{DS(on)}$ ( $V_{GS} = 10 \text{ В}$ ), Ом	0,06(...0,07) ( $I_D = 13 \text{ А}$ )	0,04 ( $I_D = 16 \text{ А}$ )
Входная емкость $C_{iss}$ ( $V_{DS} = 25 \text{ В}$ ; $f = 1 \text{ МГц}$ ; $V_{GS} = 0$ ), нФ	520(...700)	700
Проходная емкость $C_{rss}$ ( $V_{DS} = 25 \text{ В}$ ; $f = 1 \text{ МГц}$ ; $V_{GS} = 0$ ), нФ	80(...120)	100
Время нарастания $t_r$ ( $V_{GS} = 10 \text{ В}$ ), нс	65(...95) ( $V_{DD} = 30 \text{ В}$ ; $I_D = 3 \text{ А}$ ; $R_{GS} = 50 \text{ Ом}$ )	49 ( $V_{DD} = 28 \text{ В}$ ; $I_D = 16 \text{ А}$ ; $R_{GS} = 18 \text{ Ом}$ )

Экспериментальные данные продемонстрировали очевидную схожесть характера динамических процессов в системе управления, содержащей КРИП и



правильность подхода к высокоуровневому программированию сигнального процессора. Кроме того, они позволили уточнить параметры, а также усовершенствовать структуру модели КРИП-ПНТ.

### 7.1.1 Статические характеристики КРИП-ПНТ

На рисунке 7.3 показано семейство снятых экспериментально регулировочных характеристик КРИП-ПНТ при фиксированном напряжении питания  $E_n=7 В$ . Генерация импульсов отпираания ключа постоянной длительности и с изменяемой частотой повторения производилось с помощью описанного в подразделе 7.2 генератора на базе *LPC2148 Education Board*. В рассматриваемом диапазоне частот характеристики имеют монотонный вид.

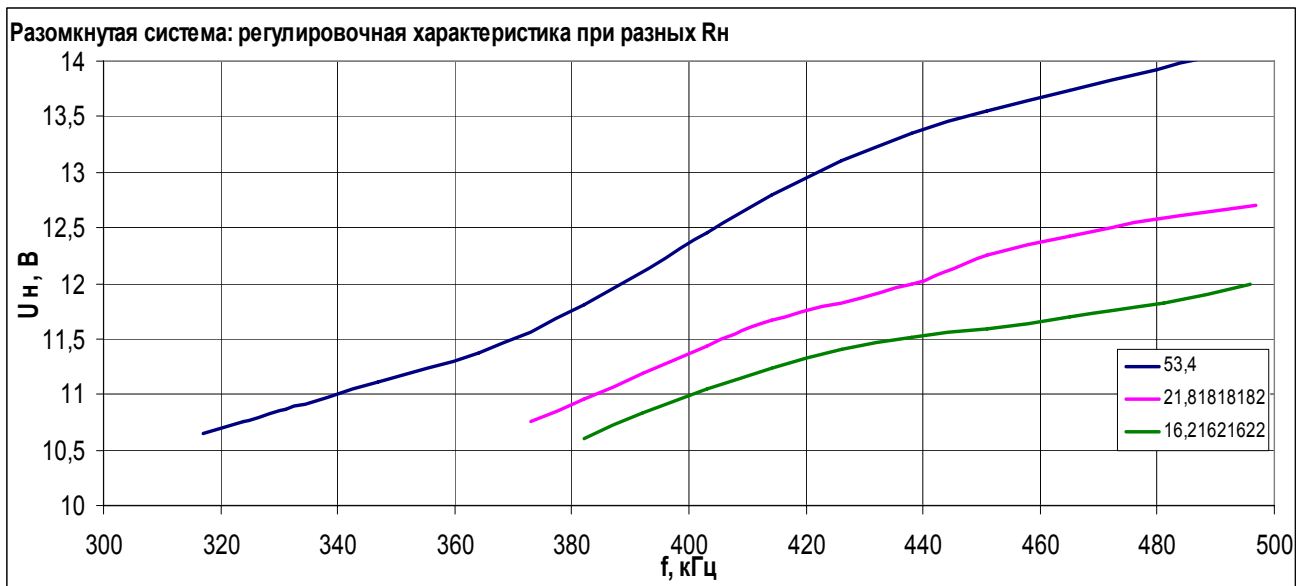


Рисунок 7.3 – Семейство регулировочных характеристик КРИП-ПНТ

На рисунках 7.4 и 7.5 также показано семейство снятых экспериментально регулировочных характеристик КРИП-ПНТ в более широком диапазоне нагрузок и частот регулирования. Генерация импульсов отпираания ключа постоянной длительности и с изменяемой частотой повторения производилось с помощью сигнального МК (тумблер на рисунке 6.31 в верхнем положении).

Очевидно наличие паразитного резонанса, возникающего на частоте около  $138 кГц$ . Повышение нагрузки КРИП снижает аномальный подъем выходно-

го напряжения, однако сужает и диапазон регулирования (рисунок 7.5).

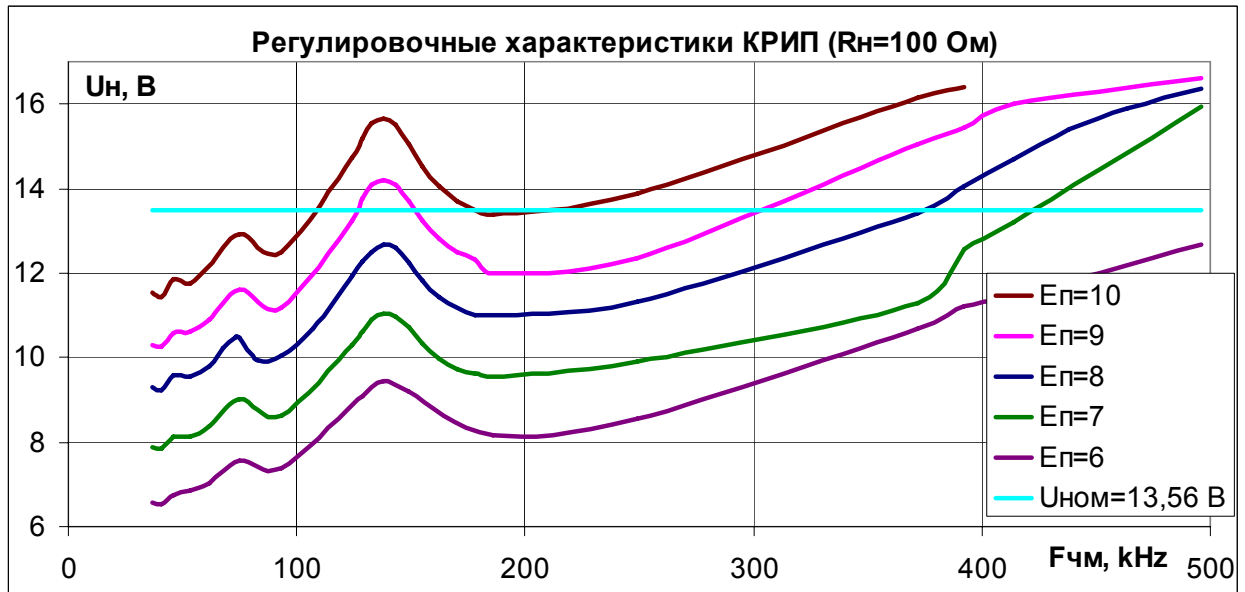


Рисунок 7.4 – Регулировочные характеристики КРИП-ПНТ при  $R_n=100 \text{ Ом}$

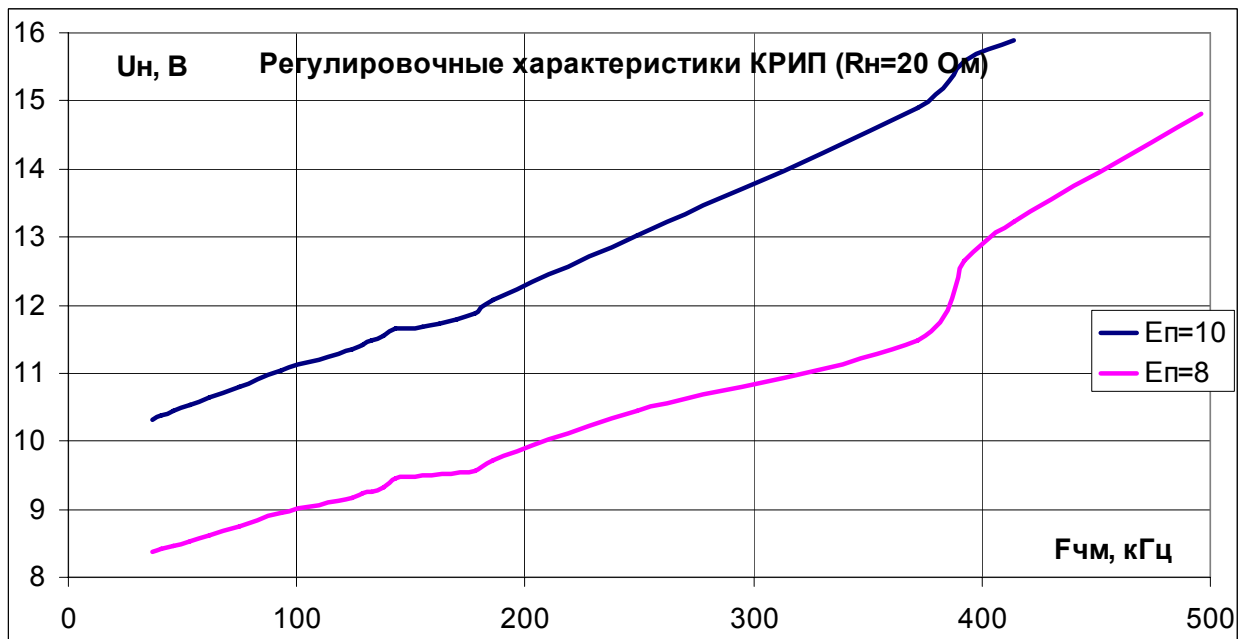


Рисунок 7.5 – Регулировочные характеристики КРИП-ПНТ при  $R_n=20 \text{ Ом}$

На рисунке 7.6 представлено семейство снятых экспериментально внешних характеристик замкнутой системы стабилизации выходного напряжения КРИП-ПНТ при разных значениях коэффициентов пропорциональной и интегральной составляющих. На рисунке 7.7 проиллюстрированы также внешние

характеристики, но при изменении коэффициентов регулятора в узком диапазоне. Во всех случаях питающее напряжение составляло  $E_{п ном} = +7,3 В$ .

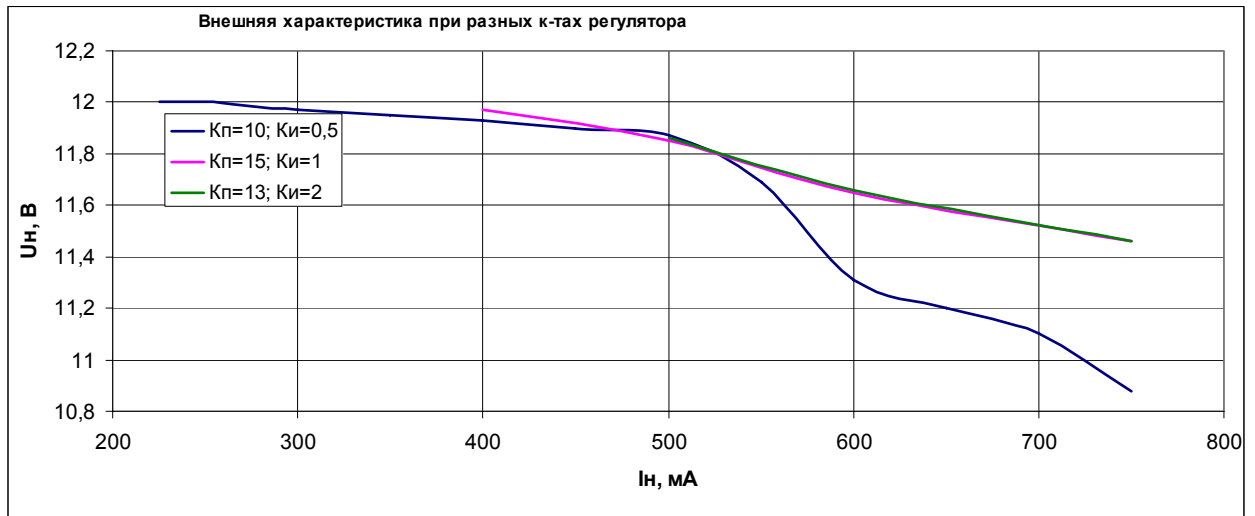


Рисунок 7.6 – Внешние характеристики замкнутой системы стабилизации выходного напряжения КРИП-ПНТ

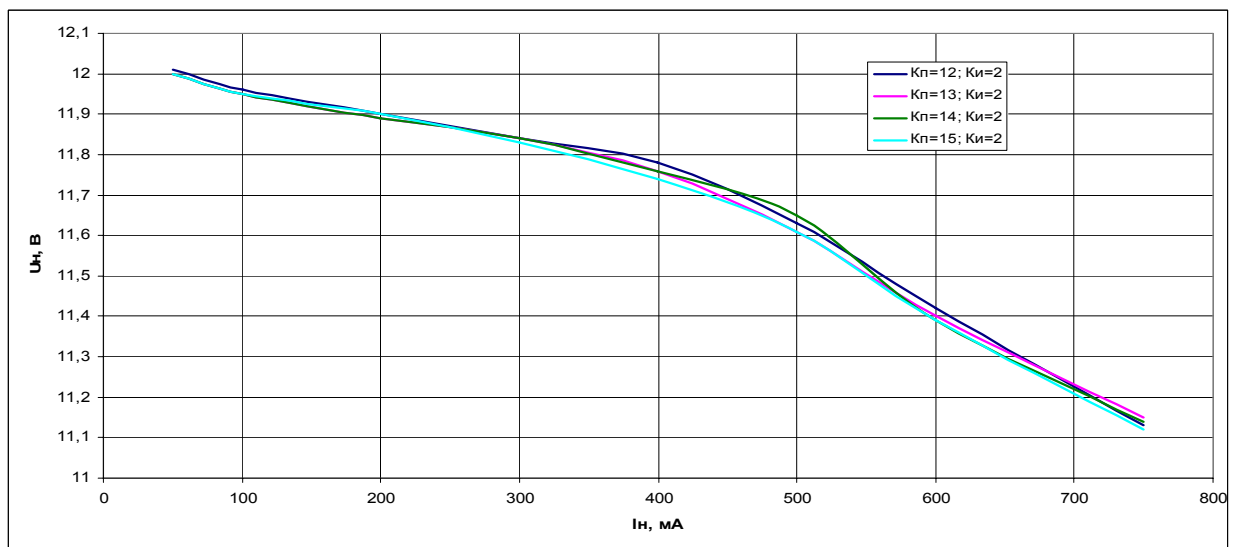


Рисунок 7.7 – Внешние характеристики КРИП-ПНТ в узком диапазоне

При изменении тока нагрузки от  $50 \text{ мА}$  до  $750 \text{ мА}$  (в 15 раз или на 1400%) выходное напряжение изменялось от  $12 \text{ В}$  до  $11,15 \text{ В}$  (на 7%). Таким образом, наилучший коэффициент стабилизации по току нагрузки составляет 197.

На рисунке 7.8 представлены результаты экспериментального исследования неустойчивости замкнутой системы при изменении питающего напряжения в диапазоне от  $+6,36$  до  $+9,04 \text{ В}$ , т.е. от -13% до +24% относительно номинального значения  $+7,3 \text{ В}$  (в диапазоне около 37%). При этом выходное напряжение

изменялось в пределах от  $+11,68$  до  $+12,17$  В, т.е. от  $+3\%$  до  $-1\%$  относительно номинального значения  $+12,03$  В (в диапазоне около  $4\%$ ). В ходе эксперимента  $K_p=13$ ,  $K_i=2$ . Т.е. коэффициент стабилизации по питанию составляет  $37/4 \approx 9$ .

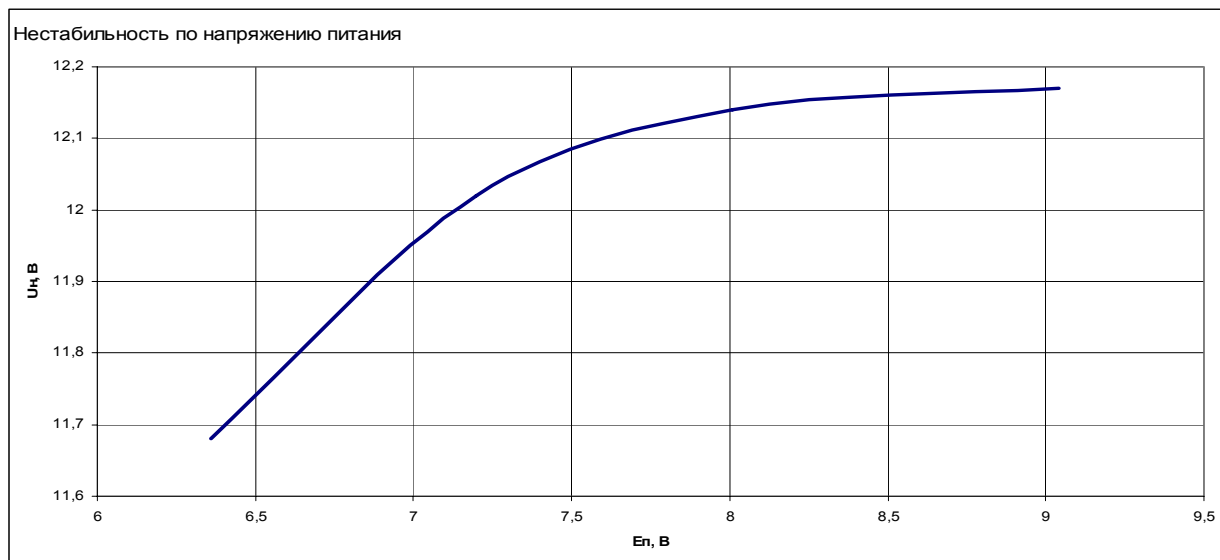


Рисунок 7.8 – Нестабильность по входному напряжению (широкодиапазонная система)

На рисунке 7.9 сопоставлены результаты теоретических и экспериментальных исследований обратных зависимостей выходного напряжения от кода сигнала обратной связи для определенных численных значений параметров системы. Налицо достаточно близкое соответствие.

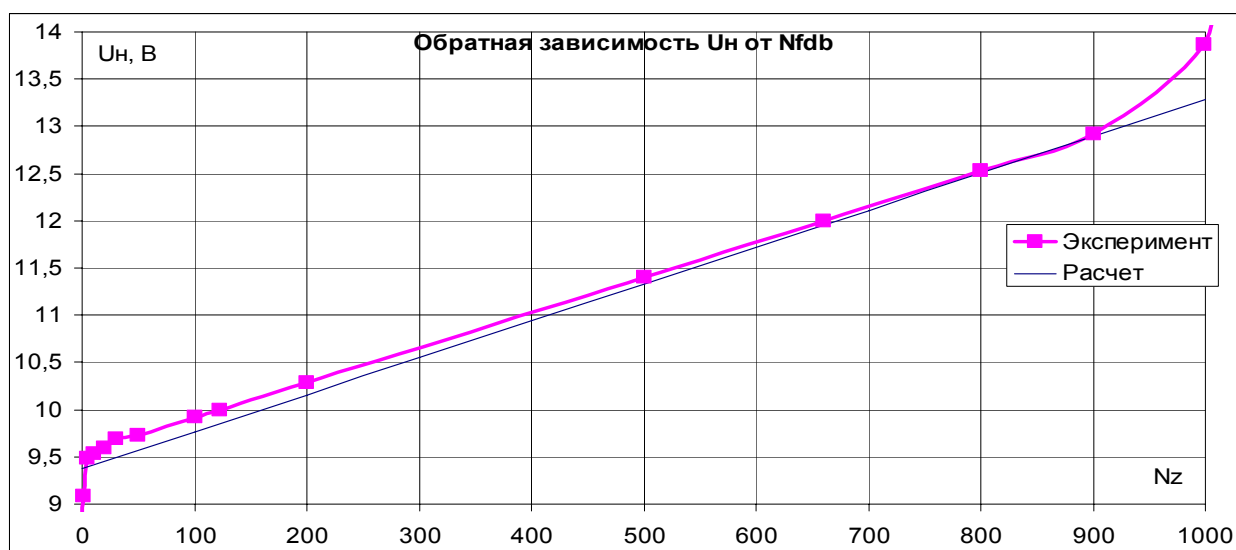


Рисунок 7.9 – Обратные зависимости выходного напряжения от кода сигнала обратной связи

На рисунке 7.10 представлены результаты экспериментального исследования неустойчивости выходного напряжения при изменении питающего для замкнутой системы, промоделированной на рисунке 6.39.

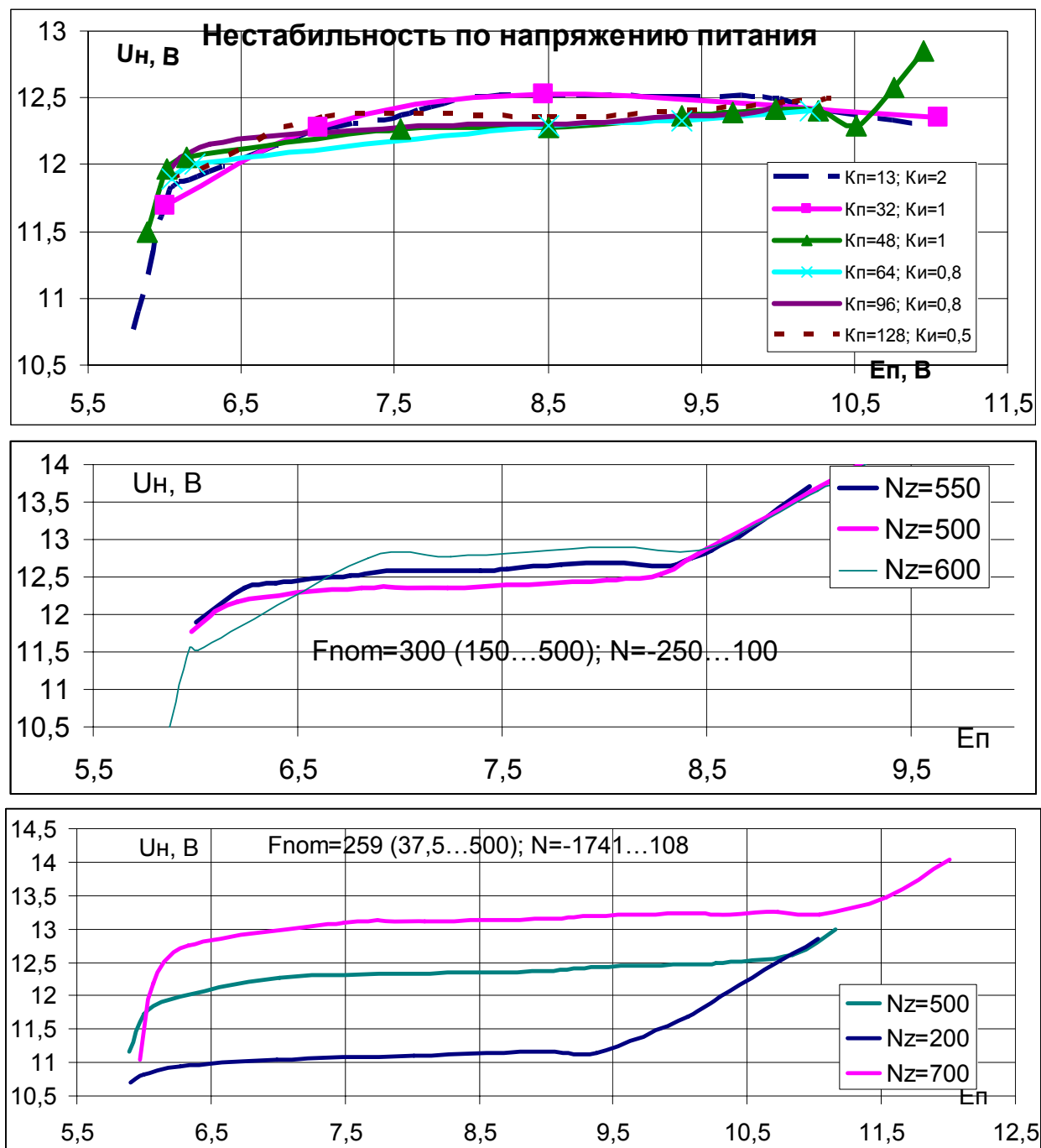


Рисунок 7.10 – Нестабильность по входному напряжению (узкодиапазонная система)

### 7.1.2 Динамические характеристики КРИП-ПНТ

Результаты экспериментальных исследований динамических характеристик системы с КРИП-ПНТ представлены на рисунках 7.11 и 7.12.

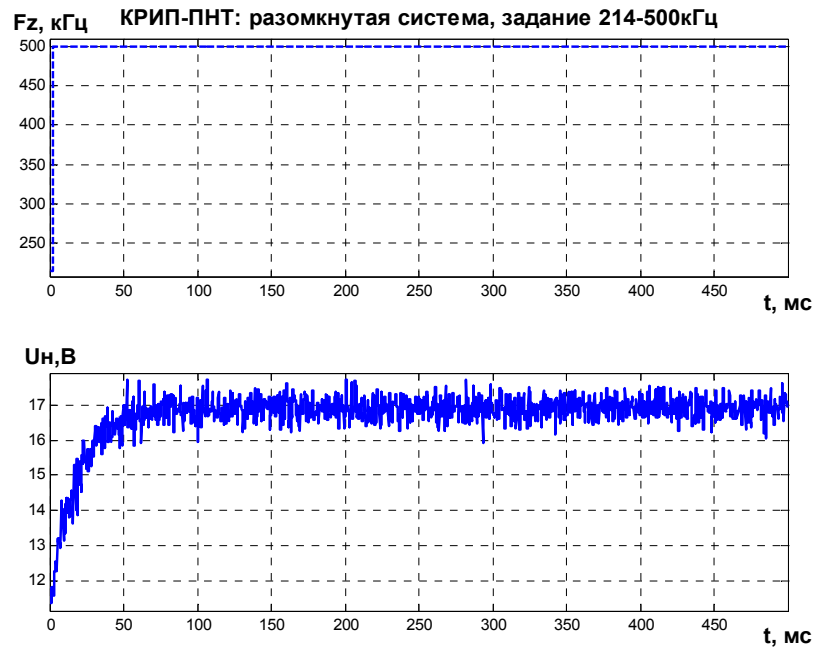


Рисунок 7.11 – Динамика разомкнутой системы

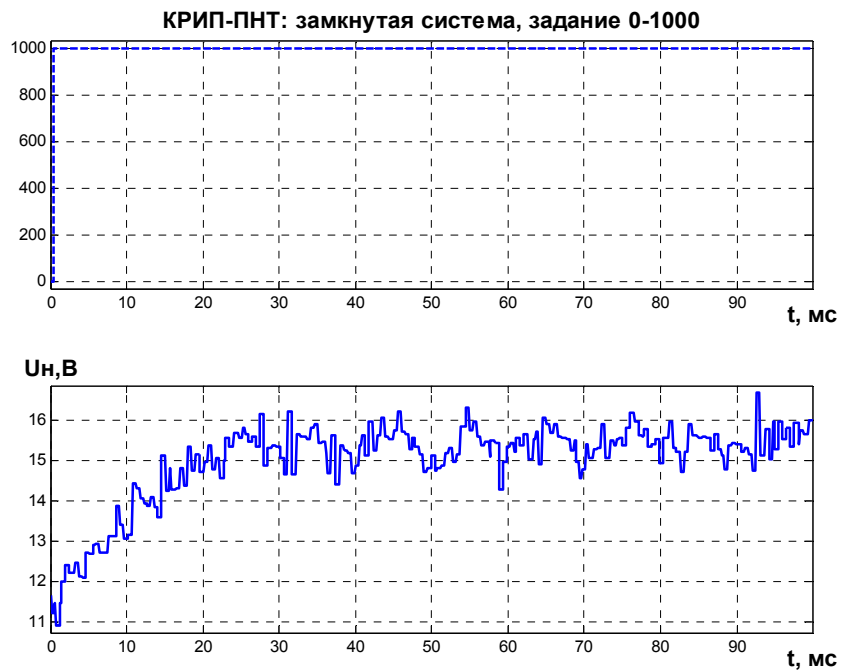


Рисунок 7.12 – Динамика замкнутой системы

Отслеживание переходного процесса производилось через канал обмена между отладочной платой *eZdsp TMS320F2812* (интерфейс *JTAG*) и персональным компьютером (интерфейс *LPT*) с использованием библиотек программ реального времени (блоки *RTDX* в системе управления КРИП-ПНТ).

При анализе данных результатов следует принять во внимание, что скорость обмена по каналу *RTDX* недостаточна для отображения переходного процесса, длящегося (даже при свободном выбеге) около *100 мкс* (рисунок 6.22).

## 7.2 Микропроцессорный генератор для исследования КРИП-ПНТ

Для работ по пуску, начальной настройке и испытаниям КРИП-ПНТ разработан генератор прямоугольных импульсов на базе отладочного устройства *LPC2148 Education Board* (рисунке 7.13).

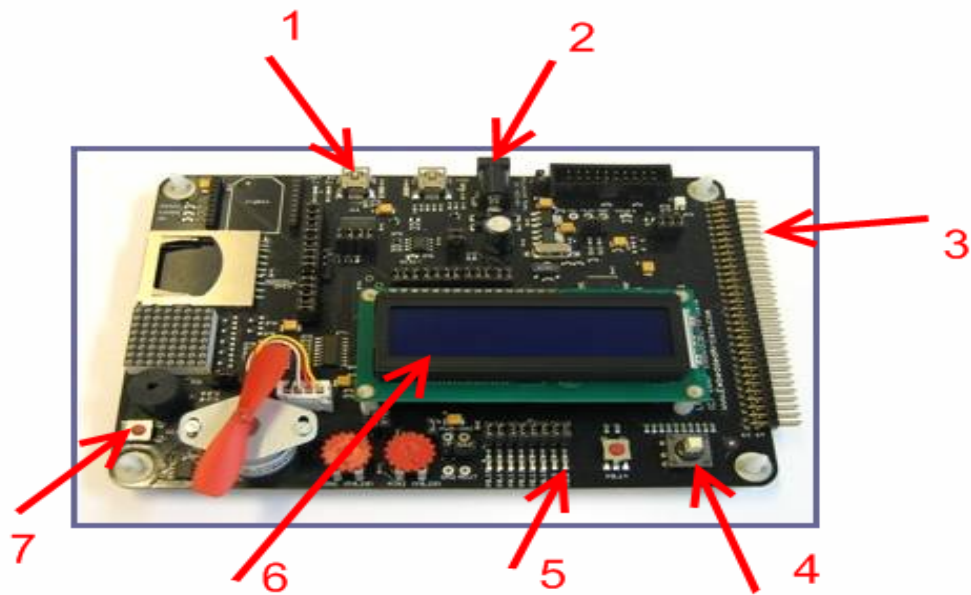


Рисунок 7.13 – Внешний вид *LPC2148 Education Board*

Цифрами отмечены основные задействованные элементы:

1. USB-разъем (mini-B) для подключения *LPC2148 Education Board* к персональному компьютеру (ПК) и загрузки программы в МК;
2. разъем для подключения блока питания (в случае использования генератора без ПК);

3. разъем расширения на 64 контакта, на котором доступны все выводы МК. Используется для подключения генератора к исследуемому устройству;
4. джойстик, используемый для регулирования длительности и периода повторения импульсов;
5. светодиод для индикации увеличения шага регулирования;
6. жидкокристаллический индикатор, на котором отображается текущее значение длительности и периода повторения импульсов;
7. кнопка для сброса генератора.

Параметры сигнала:

Начальные параметры сигнала, которые устанавливаются после включения генератора или нажатия кнопки сброса:

- Длительность импульсов – 1,0 мкс;
- Период повторения – 2,0 мкс.

Минимальные длительности:

- Длительность импульсов – 0,05 мкс;
- Период повторения – 0,1 мкс.

Максимальные длительности:

- Длительность импульсов – 1990 мкс;
- Период повторения – 2000 мкс.

Значение шага регулирования:

- Если период сигнала меньше 10 мкс – 0,05 или 0,1 мкс;
- Если период сигнала больше 10 мкс и меньше 100 мкс, – 1 или 10 мкс;
- Если период сигнала больше 100 мкс, – 10 или 100 мкс.

### **7.3 Генератор опорного гармонического сигнала**

Потребность в генераторах прецизионного опорного синусоидального сигнала возникает, например, при разработке систем преобразования энергии с разнообразными видами импульсной модуляции (фильтро-компенсирующие преобразователи, активные силовые фильтры, инверторы напряжения, компенсаторы реактивной мощности, прецизионные системы управления промышлен-



ными объектами, частотно-управляемый электропривод, системы *Smart Grid* и т.п.). Синусоидальный сигнал таких генераторов используется в системе, как эталон, а для реализации генератора необходимо создать соответствующее аппаратное и программное обеспечение [10].

Основные критерии качества таких генераторов – высокая точность и стабильность частоты и амплитуды, по возможности меньший коэффициент гармоник, малое энергопотребление, габариты и стоимость. На практике для получения гармонического сигнала используют следующие методы [10, 11]:

1. Аналоговые устройства, которые моделируют волновое уравнение (*LC-генераторы*, *RC-генераторы* с положительной обратной связью и т.п.). Преимущество такого подхода – довольно низкий коэффициент гармоник. Основными недостатками можно считать влияние на работу схемы параметров нагрузки, внешней среды и т.п. Кроме того, на низких частотах усложняется построение системы автоматического регулирования (стабилизации), а также увеличиваются габариты конечного устройства.

2. Нелинейный синтез синусоидального сигнала (получение сигнала с помощью элементов, амплитудная характеристика которых близка к синусоидальной форме, из треугольного, прямоугольного сигнала и т.п.). Преимуществами метода являются упрощение конструкции и возможность формирования довольно низкочастотных сигналов. Тем не менее, в этом случае довольно сложно обеспечить низкий коэффициент гармоник. И, вдобавок, невозможно изменять в широких границах амплитуду выходного сигнала.

3. Выделение из сложного спектра нужной гармонической составляющей. В состав системы входит генератор меандра или шума (например, стабилитрон), а также полоснопропускающий фильтр. Это дает возможность получать достаточно высокочастотные колебания. В тот же время, получить стабильный низкочастотный сигнал довольно проблематично.

4. Прямой цифровой синтез с использованием ЦАП [101]. В упрощенном варианте стабильный тактовый сигнал управляет постоянным запоминающим устройством (*PROM*), в котором хранятся коды амплитуд целого периода (или

одной четверти) синусоиды (или другого периодического сигнала). Важнейшее преимущество метода – это возможность цифровой перенастройки в широком диапазоне частот. На сегодня доступны специализированные микросхемы-генераторы синусоидального сигнала (например, *AD9835*). Ограничительный фактор при их использовании – высокая стоимость.

5. Цифровой синтез синусоидального сигнала с использованием ШИМ [101]. Преимущества метода – простота реализации, высокая точность и стабильность (как амплитуды, так и частоты), возможность получения низкочастотных колебаний, а также низкий коэффициент гармоник выходного сигнала. Кроме того, система достаточно гибка и позволяет динамично перестраивать характеристики сигнала. Важнейший недостаток метода – сложность получения высокочастотных колебаний. Кроме того, высокочастотные гармоники в спектре сигнала приходится удалять с помощью фильтра нижних частот.

Рассмотрим реализацию компактного и экономичного генератора опорного синусоидального сигнала частотой  $50 \text{ Гц}$  для исследования систем преобразовательной техники. Специфика задачи – низкая генерируемая частота и ее неизменность – определяют выбор последнего из описанных методов, но с некоторой модификацией. Главная особенность через аналого-цифровой преобразователь (АЦП на рисунке 7.14). К порту МК через резистор подключен конденсатор, на котором формируется нужный сигнал.

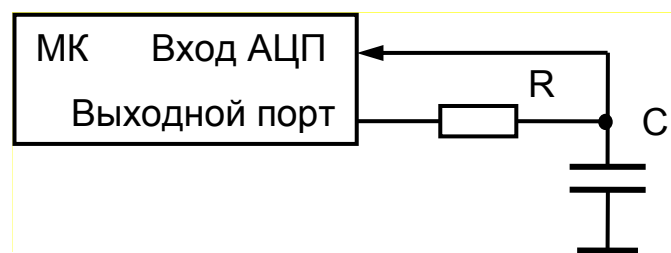


Рисунок 7.14 – Структурная схема генератора

Алгоритм работы устройства заключается в следующем.

1. МК программно реализует функцию цифрового автомата с двумя состояниями на выходе – „зарядка” и „разрядка”.
2. Циклически с периодом  $TADC$  выполняется измерение выходного сиг-

нала с помощью аналого-цифрового преобразователя.

3. В памяти МК находится таблица отсчетов синусоиды, с которыми сравниваются измеренные значения. В зависимости от результата сравнения автомат переключается в одно из двух состояний. При этом напряжение на емкости повышается или снижается.

4. Движение по таблице выполняется по прерываниями таймера в МК с периодом  $T_{OUT}$ . Фактически, реализован релейный регулятор уровня напряжения на емкости, который наиболее совершенен с точки зрения быстродействия.

Преимущества такого варианта реализации заключаются в следующем:

- устройство не критично к выбору МК. За основу можно взять любой МК со встроенным аналого-цифровым преобразователем;

- устройство не критично к выбору элементов и изменению параметров окружающей среды. Система постоянно контролирует выходной сигнал и следит за тем, чтобы он не отклонялся от табличного значения;

- форма огибающей сигнала не зависит от уровня нагрузки. Изменяется лишь уровень высокочастотных пульсаций, причем высшие гармоники в сигнале могут быть подавлены с помощью фильтра нижних частот.

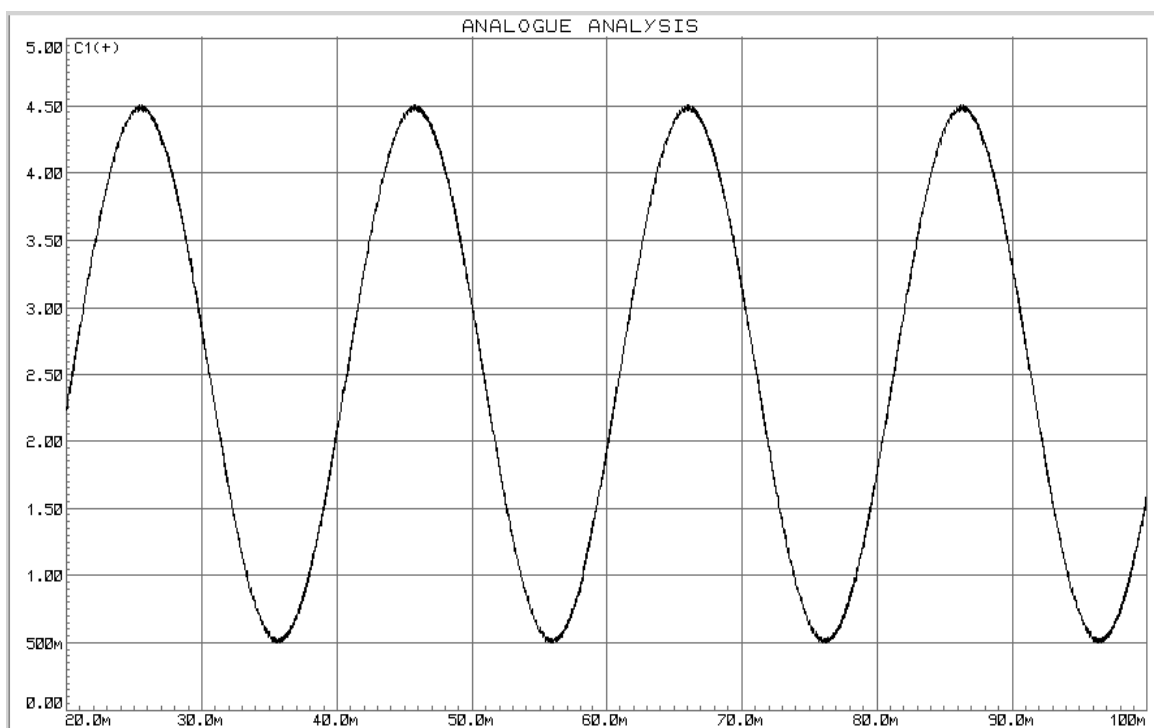


Рисунок 7.15 – Выходной сигнал генератора без фильтра нижних частот

Таким образом, предложен новый практический подход к построению генератора синусоидального сигнала на микроконтроллере, основанный на слежении за выходным напряжением с помощью обратной связи через резидентный аналого-цифровой преобразователь. Данный вариант решения объединяет простоту и экономичность и обеспечивает нужные характеристики выходного сигнала, не уступая более сложным реализациям подобных генераторов.

#### 7.4 Встраиваемая система позиционирования с нейрорегулятором

Основу экспериментального стенда составляет отладочное устройство *TMS320F243 Evaluation Module* фирмы *Spectrum Digital*, предназначенное для разработки и отладки программного и аппаратного обеспечения электронных систем, построенных на базе сигнальных процессоров подсемейства *F243* фирмы *Texas Instruments*. Данное отладочное устройство позволяют производить в реальном времени отладку программы для сигнального процессора, производительность которого составляет *20 MIPS*.

В стенде использован ДПТ *HSM150*, рассчитанный на номинальное напряжение *24 В*, ток *8,5 А* и развивающий мощность *140 Вт* при вращении на частоте *3650 мин<sup>-1</sup>*. Управление ДПТ производится с помощью *РШИП* с силовыми ключами на полевых транзисторах. Это позволяет реализовать высокочастотную широтно-импульсную модуляцию напряжения на обмотках ДПТ с помощью резидентных аппаратных средств сигнального процессора и разгрузить вычислительное ядро. Пара «верхних» транзисторов *РШИП* управляется от универсальных линий порта ввода-вывода (*IOPB0* и *IOPB1*), а «нижних» – от выходов встроенного ШИМ-модулятора (*PWM5* и *PWM6*).

Персональный компьютер используется для решения ряда подготовительных задач:

- моделирование системы позиционирования;
- обучение ИНС и получение численных значений весовых коэффициентов, а также коэффициентов смещения;
- разработка прикладного программного обеспечения нейрорегулятора;

загрузка оттранслированной программы в память программ отладочного устройства через интерфейс *JTAG*;

отладка программы в реальном времени с помощью внутрисхемного эмулятора.

После корректировки программы персональный компьютер может быть отключен от отладочного устройства. Таким образом, экспериментальные исследования можно далее выполнять и автономно, полностью реализуя концепцию встраиваемой системы. Программа управления ДПТ работает в т.н. *offline*-режиме на основе предварительно обученной нейронной сети.

В ходе эксперимента исследовались как статические показатели прототипа встраиваемой системы (абсолютная точность позиционирования), так и динамические (качество переходного процесса). В ходе эксперимента время позиционирования составило  $26 \text{ мс}$ , а максимальная ошибка в установившемся режиме не превысила  $\pm 0,54^\circ$  ( $\pm 0,3\%$ ). Полученный переходный процесс имеет апериодический характер, без перерегулирования, и близок к тому, который теоретически построен для эталонного оптимального регулятора [8].

Кроме того, в данном опыте одновременно удалось экспериментально проверить чувствительность системы к возмущению по питанию. Так, «просадка» напряжения порядка  $37\%$  отрабатывается нейрорегулятором. Отсюда следует важный для встраиваемых систем вывод: даже для систем *точного* позиционирования можно использовать нестабилизированные источники питания.

Нейроконтроллер позволил повысить скорость позиционирования системы, приближая переходный процесс к оптимальному. Важным для ряда практических применений является отсутствие перерегулирования, которое оказалось возможным обеспечить в системе позиционирования с нейрорегулятором.

## **7.5 Квазиоптимальное регулирование в процессе шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали**

Глобальная тенденция повышения качества выпускаемой продукции сопровождается ростом требований и усложнением технологии обработки дета-

лей. В итоге трудоемкость операций, реализуемых, например, на станках, оснащенных абразивным инструментом, составляет от 30 до 60% общей трудоемкости обработки [59]. Значительным шагом на пути повышения, как эффективности, так и качества обработки поверхности является реализация возможностей шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали [41]. Потенциал этой технологии не может быть раскрыт в полной мере без разработки электроприводов, удовлетворяющих ряду специфических требований по точности, быстродействию и стабильности работы как в условиях изменения характера нагрузки, так и присутствия внешних возмущений.

Известно большое количество работ по проблематике станочного электропривода [4, 37], что, само по себе, свидетельствует, как о нерешенности многих существующих проблем, так и об имеющемся потенциале дальнейшего совершенствования. Например, в последние годы отчетливо просматривается тенденция развития принципов прямого цифрового управления с все более широким использованием так называемых «интеллектуальных» алгоритмов [15]. Элементная база и достижения в области как силовой, так и информационной электроники [12] открывают новые возможности и позволяют существенно улучшить качество переходного процесса как в режиме изменяющегося задания на регулирование, так и в условиях различных дестабилизирующих факторов.

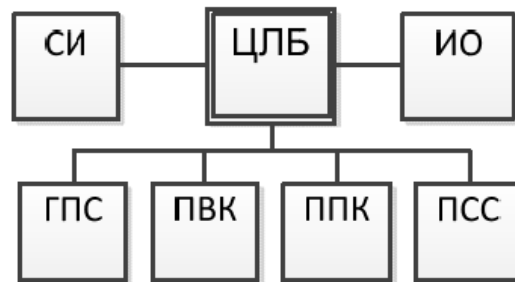
Разработка концепции использования импульсных преобразователей с квазиоптимальным регулированием в процессе шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали способна существенно повысить эффективность и качество обработки поверхности.

### ***7.5.1 Формулирование требований к электроприводу***

В [37] приведен один из многочисленных вариантов классификации, а также технические характеристики регулируемых электроприводов для станков и промышленных роботов. Технологический процесс шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали [41] выдвигает жесткие требования не только к главному приводу, но также и к приводам вращения и осевой подачи

шлифовального круга. Кроме того, появляется необходимость в точном программном изменении и стабилизации угла скрещивания. Неточности позиционирования и стабилизации инструмента, помимо прямой ошибки формообразования, приводят к другим негативным проявлениям и, в итоге, – к ухудшению интегральных показателей качества процесса обработки детали. Так, в [37] отмечается, что превышение глубины шлифования на 0,01 мм может привести к росту температуры детали на 25%.

Отсюда следует, что приводы станка, способного реализовать потенциал процесса шлифования со скрещивающимися осями, образуют электромеханический комплекс, представляющий собой иерархическую информационно-управляющую структуру (рисунок 7.16).



ЦЛБ – центральный логический блок; СИ – стандартный интерфейс; ИО – интерфейс оператора; ГПС – главный привод станка; ПВК – привод вращения круга; ППК – привод подачи круга; ПСС – привод скрещивания круга.

Рисунок 7.16 – Иерархия информационных устройств комплекса шлифования со скрещивающимися осями

На верхнем уровне находится центральный вычислительный блок, использующий 3D-модели формообразования [41] с целью формирования заданий интеллектуальным модулям нижнего уровня иерархии. Последние выполняют две функции: обмениваются информацией с центральным блоком и управляют приводом, отвечающим за одно из требуемых движений комплекса.

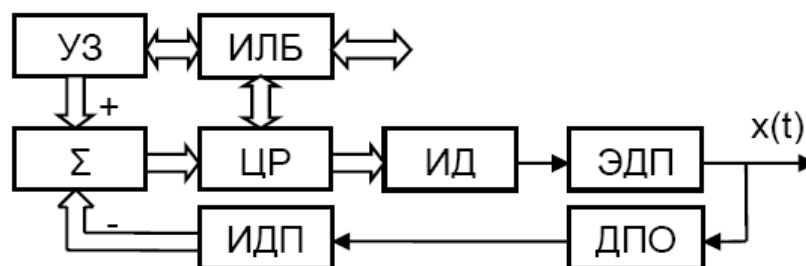
Блок стандартного интерфейса позволяет организовать информационное взаимодействие с компьютером, удаленным постом контроля и управления и др., что существенно расширяет возможности комплекса.

Высокие требования по точности и стабильности выполнения программных движений обуславливают необходимость широкого использования цифровых технологий для построения приводов комплекса. Преимущества такого подхода заключаются в возможности унификации аппаратных блоков, а также в высокой повторяемости характеристик в серийных устройствах, упрощении пуско-наладки, тестирования и обслуживания.

Дополнительные возможности дает применение современных МК в блоках нижнего уровня. Во-первых, программируемая логика повышает гибкость всей системы, т.е. возможность адаптации унифицированной аппаратной части под конкретную задачу. Во-вторых, облегчается организация взаимодействия с центральным блоком. В-третьих, сама аппаратная часть устройств информационной электроники становится компактнее, и открываются возможности использования продвинутых алгоритмов прямого цифрового управления.

### 7.5.2 Выбор структуры и алгоритма работы привода

На рисунке 7.17 показана упрощенная функциональная схема интеллектуального привода, соответствующего нижнему уровню иерархии на рисунке 7.16. Отличительная особенность – реализация большинства информационных функций программно-аппаратными средствами микроконтроллера.



УЗ – устройство задания; ИЛБ – интерфейс с ЦЛБ; ЦР – цифровой регулятор; ИД – интерфейс с двигателем; ЭДП – электродвигатель привода;  $x(t)$  – регулируемый параметр по координате движения; ДПО – датчик параметра координаты движения; ИДП – интерфейс с датчиком параметра.

Рисунок 7.17 – Функциональная схема интеллектуального привода комплекса шлифования

Интерфейс с ЦЛБ обеспечивает прием команд от устройства управления



верхнего уровня иерархии, а также передачу в обратном направлении диагностической информации и, при необходимости, – измеренного значения регулируемого параметра по координате движения. В конкретном случае такими параметрами могут быть скорость подачи, угол скрещивания и др.

В устройстве задания формируется цифровой код, эквивалентный требуемому текущему значению параметра  $x(t)$ . Интерфейс с датчиком параметра оценивает цифровой эквивалент этого значения, а сумматор дает ошибку (отклонение) выходного параметра от заданного уровня.

Руководствуясь кодом ошибки, цифровой регулятор вырабатывает последовательность управляющих воздействий, формат которых определяется используемым методом управления движением. Наиболее перспективным вариантом интерфейса с двигателем можно считать применение реверсивного широтно-импульсного преобразователя. Импульсный режим работы силового вентиля обеспечивает максимальную энергоэффективность, высокую точность, быстродействие и стабильность работы устройства. При этом, если использовать резидентные широтно-импульсные модуляторы микроконтроллера, дополнительные аппаратные затраты не требуются.

Особого внимания заслуживает вопрос выбора цифрового регулятора. Несмотря на длительное использование, в промышленности наиболее популярным остается пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор. Однако к его недостаткам можно отнести искусственную методику настройки, практически не поддающуюся автоматизации. Так, коэффициенты регулирования приходится подбирать индивидуально и непосредственно на конкретном приводе. Существуют адаптивные разновидности данного алгоритма, успешно отрабатывающие возмущения по нагрузке. Тем не менее, унификация алгоритма для приводов, отвечающих за стабилизацию различных параметров движения, невозможна.

В технологическом процессе шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали использовано квазиоптимальное управление широтно-импульсным преобразователем [12, 15]. Важнейшим его достоинством является

получение вида переходного процесса, близкого к апериодическому – т.е. без перерегулирования – за время, близкое к минимальному, что особенно актуально для удовлетворения требований по точности обработки [59]. Настройка такого регулятора производится в полуавтоматическом режиме по алгоритму, включающему в себя процедуру идентификации объекта управления [20].

Таким образом, становится актуальной задача проверки работоспособности совокупности работающих согласованно нескольких реверсивных широтно-импульсных преобразователей с квазиоптимальным управлением. Каждый такой преобразователь содержит свою собственную автономную замкнутую систему автоматического управления, поэтому сравнительно легко выполнить декомпозицию поставленной задачи. Поскольку структура и алгоритм работы каждой из систем идентичны, остается произвести анализ только лишь одной из систем, выяснив для каждой, прежде всего, отличия динамических параметров.

### **7.6 Импульсные преобразователи с квазиоптимальным регулятором в потенциостате**

Потенциометрия представляет собой широко распространенный метод определения различных физико-химических величин, основанный на измерении электродвижущих сил сопряженных электрохимических процессов. Потенциометрия, в частности, находит применение при разработке эффективных ингибиторов коррозии [85, 87]. Исследования обычно проводят с использованием потенциостата [43, 85], представляющего собой сложный и дорогостоящий прибор, позволяющий с высокой точностью поддерживать заданный потенциал или ток рабочего электрода, изменять их по требуемому закону, а также измерять и регистрировать потенциал рабочего электрода и тока поляризации.

Современная элементная база электронных систем и достижения в области как силовой, так и информационной электроники [12, 20] позволяют разработать устройство, которое не только не будет уступать известным моделям, а наоборот, сможет существенно превзойти их по ряду параметров, предложить новые возможности и, в то же время, быть доступным как для исследователь-

ских, так и для учебных лабораторий. Целью данных исследований является разработка концепции построения потенциостата нового поколения, способного существенно повысить эффективность потенциометрических экспериментов.

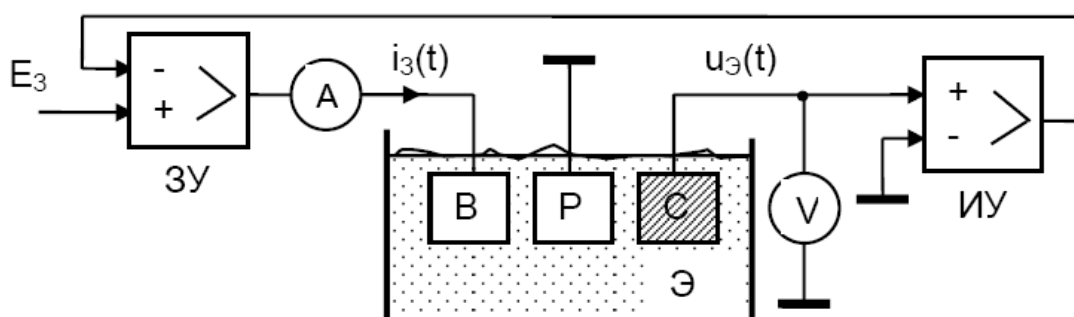
### ***7.6.1 Формулирование требований к потенциостату***

Очевидно, что проектируя потенциостат нового поколения, в качестве его базовых характеристик можно взять те, которые используются для оценки существующих приборов. Однако, большинство количественных параметров, а также реализуемые функции решающим образом зависят от области применения прибора. Разумеется, можно создать универсальный потенциостат для всех требуемых на сегодняшний день применений, но такое решение будет наименее эффективным. Стоимость самого прибора, его эксплуатации и обслуживания, сложность работы с ним могут оказаться чрезмерными, и, в то же время, ряд функций останутся невостребованными. Поэтому, более рациональным решением является подход, сочетающий в себе два начала: модульность и использование программируемой логики. И то, и другое позволяет рентабельно производить и единичные образцы, и, благодаря гибкости подхода, быстро выходить на рынок с новыми разработками при появлении соответствующей потребности. Ограничим диапазон применения исследовательскими и учебными задачами. Расширения возможны за счет использования как аппаратных, так и программных модулей с другими параметрами без изменения базовой концепции.

С целью выяснения основных требований, предъявляемых к потенциостату, был проанализирован ряд работ [85, 87 и др.], посвященных исследованиям коррозионной устойчивости различных материалов. В итоге выполненного обзора установлено, что наиболее часто используемые методики опираются на измерения поляризационных катодных и анодных кривых в относительно узких диапазонах токов и напряжений. При этом точность задания и стабилизации как напряжения, так и тока должна быть весьма высокой. Поскольку электрохимические процессы относительно медленные, требования к динамическим характеристикам формирующей и измерительной подсистем прибора могут

быть выполнены в полном объеме даже при их программной реализации. Это открывает путь к использованию продвинутых алгоритмов управления процессами [12, 15], весьма требовательных к вычислительным ресурсам.

Конфигурация и подключение электронных узлов к электрохимической ячейке зависят от того, какой именно параметр процесса поддерживается на фиксированном уровне. Так, на рисунке 7.18 приведена упрощенная схема работы в режиме стабилизации заданного потенциала рабочего электрода.



$E_3$  – задаваемый потенциал; ЗУ – задающий усилитель;  $i_3(t)$  – ток поляризации; Э – электрохимическая ячейка; В, Р и С – вспомогательный, рабочий и сравнения электроды, соответственно;  $u_3(t)$  – потенциал поляризации; ИУ – измерительный усилитель

Рисунок 7.18 – Схема работы потенциостата в режиме стабилизации заданного потенциала

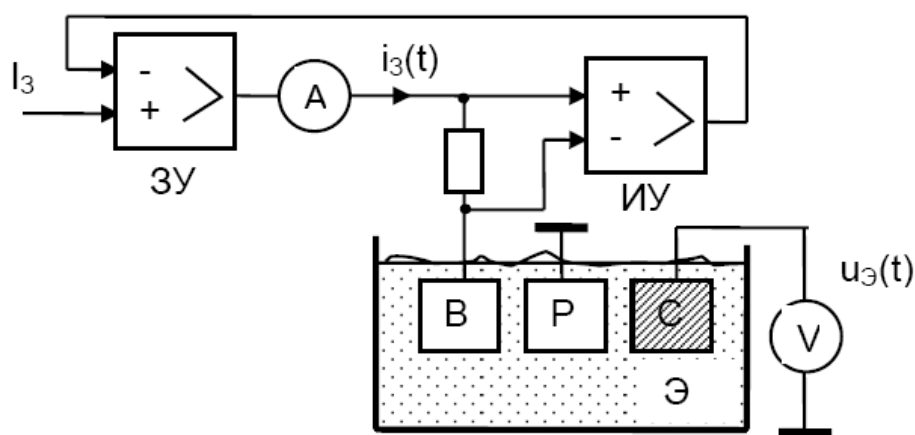
Измерительный усилитель формирует сигнал, пропорциональный напряжению на электроде сравнения относительно рабочего электрода, а задающий усилитель обеспечивает такой ток поляризации, который поддерживает напряжение  $u_3(t)$ , равное заданному. Токи утечки в цепи измерительного усилителя не должны превышать  $I_y = 10^{-8} A$ , чтобы минимизировать влияние измерительного блока на электрохимическую ячейку. В процессе экспериментальных исследований [86] наиболее часто приходится иметь дело с потенциалом поляризации в диапазоне  $\pm 2 V$ . Тогда входное сопротивление измерительного усилителя должно быть не менее  $200 M\Omega$ .

Наиболее удобным и общим методом исследования является измерение не тока поляризации  $I$ , а плотности тока  $J$

$$J = I/s \quad (7.1)$$

где  $s$  – площадь рабочего электрода,  $m^2$ . Типичные значения плотности тока лежат в диапазоне от  $J_{min}=10^{-2} A/m^2$  до  $J_{max}=10^3 A/m^2$ . Для образца площадью  $s=0,4 \cdot 10^{-4} m^2$  из (7.2) следует, что рабочие токи потенциостата должны лежать в диапазоне от  $I_{min}=0,4 \cdot 10^{-6} A$  до  $I_{max}=40 \cdot 10^{-3} A$ .

На рисунке 7.19 приведена упрощенная схема работы потенциостата в режиме стабилизации заданного тока поляризации.



$I_3$  – задаваемый ток

Рисунок 7.19 – Схема работы потенциостата в режиме стабилизации тока поляризации

Под сигналом задания тока  $I_3$  здесь понимается опорное напряжение, подаваемое с датчика на неинвертирующий вход измерительного усилителя.

Обе приведенные схемы очень важны с точки зрения постановки задачи и являются отправной точкой для дальнейшей разработки потенциостата.

Широкое внедрение в практику эксперимента персонального компьютера делает перспективными приборы, поддерживающие стандартные интерфейсы. По этим интерфейсам на блок формирования управляющих воздействий передаются команды, а с блока измерения снимаются результаты воздействия на исследуемый процесс. Персональный компьютер при этом решает несколько задач. Во-первых, – это реализация человеко-машинного интерфейса. Из прибора удаляются два принципиально важных узла: органы ввода и система ото-

бражения информации. Их заменяют обязательные для любого современного персонального компьютера клавиатура (мышь, тачпад и пр.), а также видеомонитор. Это позволяет снизить стоимость прибора, габариты и энергопотребление, затраты на обслуживание, повысить надежность, улучшить ремонтпригодность. Во-вторых, гораздо удобнее регистрация полученной об объекте информации, ее последующая обработка и анализ средствами персонального компьютера. В-третьих, упрощение подготовки и проведения исследования благодаря использованию режима диалогового взаимодействия (меню, подсказок), комплексной автоматизации эксперимента. В итоге появляется новая задача, стоящая перед разработчиком прибора – реализация алгоритмов предварительной обработки как входных, так и выходных данных, а также визуализации этих данных (*software*).

На рынке представлены потенциостаты, поддерживающие обмен с персональным компьютером по последовательному интерфейсу *RS-232*. Такое решение в настоящее время устарело. Наиболее перспективным можно считать использование универсальной последовательной шины (*USB*). Это автоматически приводит к необходимости применения в приборе программируемой логики, а, следовательно, – и разработки программного обеспечения встроенной системы (*firmware*). Важной особенностью современного этапа развития встроенных систем является хорошо отлаженная типовая технология их проектирования, своего рода унификация. Схемотехника становится рутинной, зато роль прикладного программного обеспечения доминирует и по влиянию на характеристики, и по трудоемкости разработки, сопровождения и обслуживания прибора.

Несколько иначе обстоит дело с проектированием аналоговой части прибора. Здесь могут понадобиться и нетривиальные решения, основанные на искусстве схемотехники. В первую очередь, нужно обратить внимание на построение измерительных усилителей, минимизацию входных токов которых следует поддержать также и конструктивно-технологическими мерами.

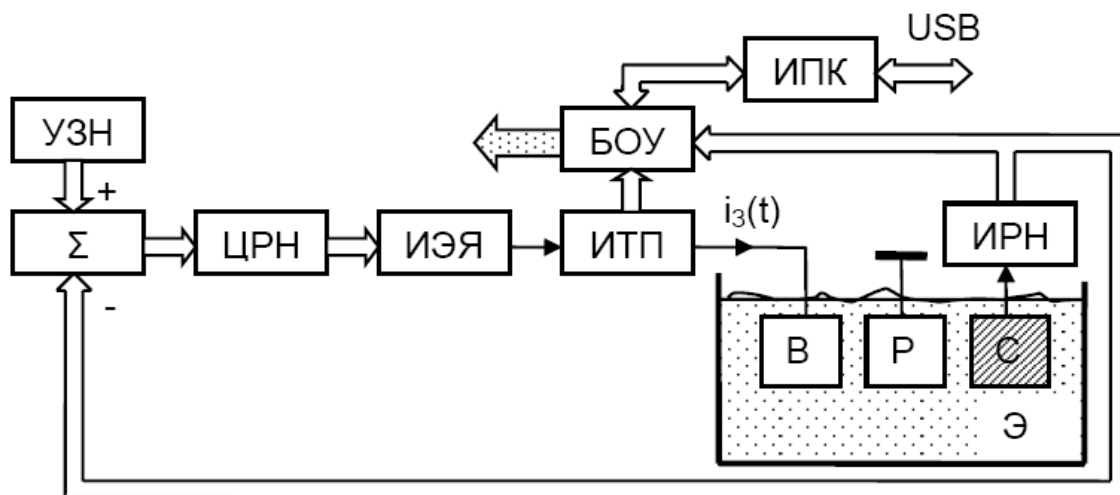
Задача проектирования формирователей выходных сигналов потенциостата также является нетривиальной, учитывая высокие требования по точности

поддержания параметров. Свою лепту в комплекс проблем вносит требование долговременной стабильности в процессе проведения эксперимента. Типичное решение с аналоговым заданием и аналоговой стабилизацией не имеет перспектив. Использование в приборе цифровых технологий позволяет применить цифро-аналоговый преобразователь и аналоговый усилитель на выходе. Однако, последний, вследствие проблем с дрейфом постоянной составляющей выходного сигнала, автоматически становится слабым звеном всей системы.

Предлагается другой подход к построению формирующего узла, а именно: использование методов *широко-импульсной модуляции* (ШИМ). Цифровая программно-аппаратная реализация модулятора позволяет реализовать высокостабильный и изменяемый в очень широком диапазоне (например,  $2^{16}$  шагов дискретизации на период) сигнал управления импульсным преобразователем. Учитывая необходимость изменения полярности напряжения на рабочем электроде электрохимической ячейки, а также направления тока поляризации, данный преобразователь должен быть *реверсивным*. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения придется также поставить *фильтр*, однако, учитывая возможность работы современных силовых вентилях на частотах вплоть до  $1 \text{ МГц}$ , габариты этого фильтра и его стоимость не будут большими. Эффективным может стать применение *активного* фильтра.

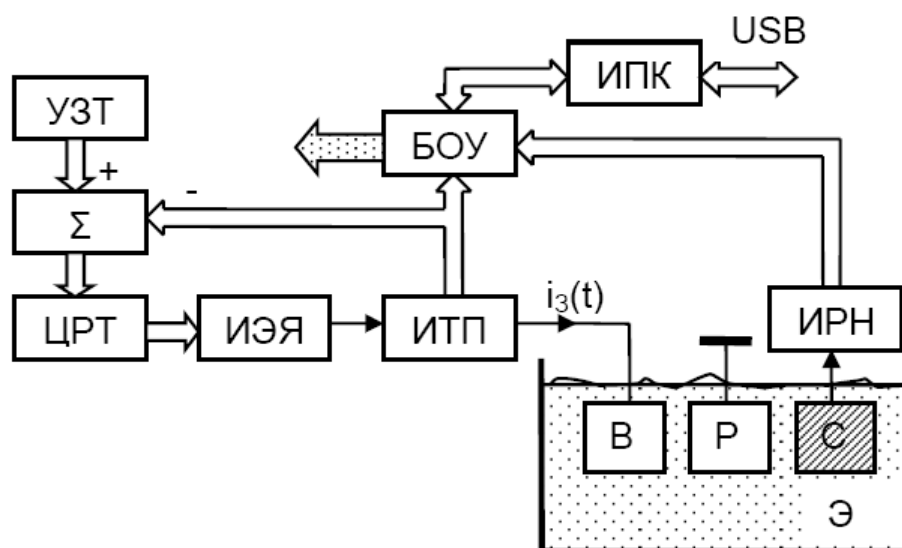
### 7.6.2 Синтез структуры

С учетом изложенных выше рекомендаций разработана представленная на рисунке 7.20 функциональная схема потенциостата при его работе в режиме стабилизации напряжения, а на рисунке 7.21 – тока поляризации электролитической ячейки. Главная особенность этих схем – ориентация на широкое использование цифровых и импульсных технологий, обеспечивающих значительно более высокую стабильность и повторяемость характеристик, а также облегчение двустороннего обмена с персональным компьютером, который, по сути, также является цифровым устройством.



УЗН – устройство задания напряжения; ЦРН – цифровой регулятор напряжения; ИЭЯ – интерфейс с электрохимической ячейкой; ИТП – измеритель тока поляризации; БОУ – блок обработки и управления; ИПК – интерфейс с персональным компьютером; ИРН – измеритель рабочего напряжения

Рисунок 7.20 – Функциональная схема потенциостата в режиме стабилизации напряжения



УЗТ – устройство задания тока; ЦРТ – цифровой регулятор тока

Рисунок 7.21 – Функциональная схема потенциостата в режиме стабилизации тока поляризации

Стабилизация уровней напряжения на электроде сравнения или тока поляризации реализованы с помощью цифровых замкнутых систем автоматического управления. Задание напряжения (тока) осуществляется путем подачи



цифрового кода задания на сумматор, на выходе которого формируется код рассогласования. Этот код несет информацию об ошибке (отклонении) напряжения или тока и является входным сигналом для цифрового регулятора. Наилучшим выбором здесь будет использование квазиоптимального регулятора [12, 20], который обеспечит высокую точность стабилизации, а также качество переходного процесса, столь необходимое для экспериментов, в ходе которых выходной параметр должен изменяться по требуемому закону.

Решающее значение в вопросе выбора типа регулятора играет не только точность, но также и неоднозначность химических процессов, сложность создания их модели, а, следовательно, – необходимость адаптации к изменению, как внешних факторов, так и характеристик самого процесса.

Одним из важнейших узлов системы является интерфейс с электрохимической ячейкой, т.е. устройство, преобразующее код управления, выработанный ЦРН, в соответствующий ток поляризации. Наиболее перспективным решением следует считать применение связки: цифровой широтно-импульсный модулятор, реверсивный широтно-импульсный преобразователь и сглаживающий фильтр. Такой подход обеспечит хорошие динамические свойства, высокую энергетическую эффективность и надежность. В основе построения измерителей тока поляризации и рабочего напряжения лежат высокоточные операционные усилители и аналого-цифровые преобразователи.

Блок обработки и управления принимает и декодирует полученные от персонального компьютера команды, формирует корректные управляющие сигналы для других устройств в составе системы, а также организует сбор, предварительную обработку и передачу цифровых данных о рабочем напряжении и токе поляризации в персональный компьютер.

Элементной базой блока обработки и управления могут служить МК семейств ARM, AVR и др. Благодаря наличию широкой номенклатуры резидентных аппаратных средств (широтно-импульсных модуляторов, аналого-цифровых преобразователей, интерфейсов и пр.) это позволит наиболее эффективно реализовать ряд представленных на рисунках 7.20 и 7.21 узлов.

### 7.6.3 Особенности программного обеспечения

Основным приемом написания программного обеспечения для рассматриваемого класса устройств является разбиение всей программы на модули. В данном случае целесообразно выделить две основные составляющие программного обеспечения: хост-программа для персонального компьютера и резидентная программа для встроенного микроконтроллера. Критически важной составляющей успеха проектирования предложенных структур является создание надежной связи между двумя составляющими прикладного программного обеспечения. Выбор интерфейса передачи данных должен соответствовать уровню существующей аппаратной базы. Оптимальным вариантом является использование USB интерфейса.

На рисунке 7.22 показан алгоритм программы потенциостата для персонального компьютера, а на рисунке 7.23 – для встраиваемого МК.

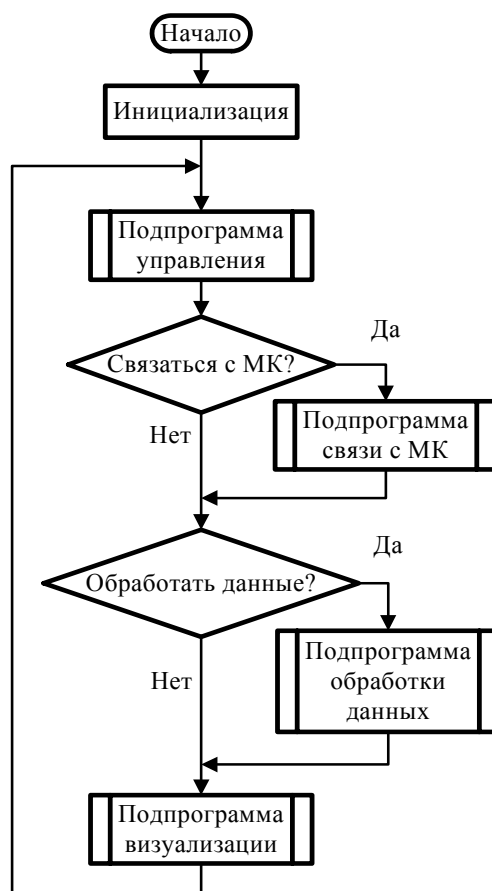


Рисунок 7.22 – Алгоритм программы потенциостата для компьютера

Блок «Инициализация» выполняет начальные установки аппаратных средств компьютера. «Подпрограмма управления» является основным компонентом программы и отвечает за задание параметров и алгоритмов обработки. «Подпрограмма связи с МК» реализует обмен данными со встраиваемым МК.

«Подпрограмма обработки данных» выполняет операции подготовки полученных данных для дальнейшей обработки средствами персонального компьютера. «Подпрограмма визуализации» выполняет прорисовку пользовательского интерфейса и вывод всей необходимой информации на монитор персонального компьютера. Программа после запуска выполняется в цикле.

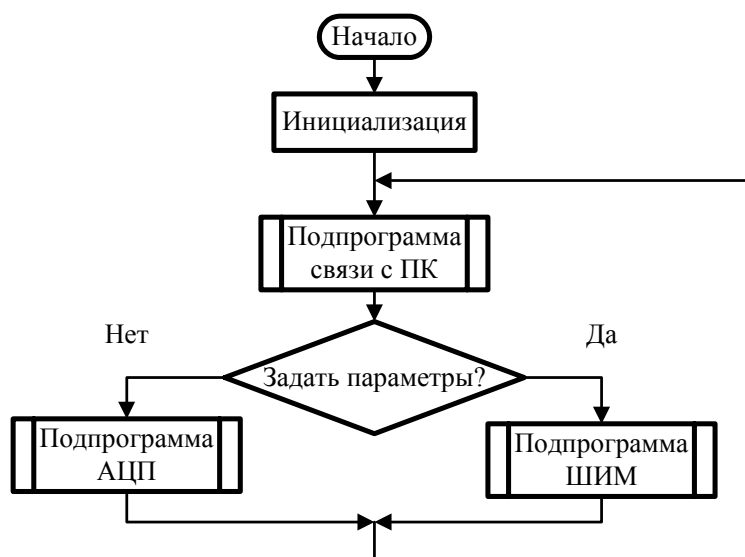


Рисунок 7.23 – Алгоритм программы потенциостата для микроконтроллера

Блок «Инициализация» программы для встраиваемого МК выполняет настройку резидентных аппаратных средств. «Подпрограмма связи с ПК» отправляет собранные данные на персональный компьютер, а также получает инструкции для формирования необходимых параметров задающих воздействий на электрохимической ячейке. «Подпрограмма АЦП» управляет встроенным аналого-цифровым преобразователем для получения данных с электрохимической ячейки. «Подпрограмма ШИМ» управляет цифровым широтно-импульсным модулятором для задания параметров на электродах электрохимической ячейки. Программа выполняется в цикле после включения питания МК.

## 7.7 Выводы

В результате экспериментальных исследований импульсных преобразователей с квазиоптимальным регулированием как в лабораторных, так и в производственных условиях установлено следующее.

1. Сформулированы основные требования к электроприводу процесса шлифования со скрецающимися осями режущего элемента и детали, причем информационные устройства комплекса шлифования представлены в виде иерархической структуры, элементы которой обмениваются информацией по стандартному интерфейсу. Для нижнего уровня иерархии разработана функциональная схема интеллектуального привода комплекса шлифования со скрецающимися осями, в которой использован реверсивный широтно-импульсный преобразователь с цифровым квазиоптимальным регулятором.

2. Сформулированы основные требования к характеристикам и параметрам потенциостатов и приведены схемы работы в различных режимах при исследовании электрохимической коррозии. Предложен подход к построению формирующего узла, базирующийся на использовании реверсивного широтно-импульсного преобразователя с цифровым квазиоптимальным регулятором. Разработаны функциональные схемы потенциостатов нового поколения, опирающихся преимущественно на цифровую элементную базу и программируемую логику, а также даны рекомендации по построению отдельных узлов.

3. Результаты экспериментов полностью подтверждают теоретические расчёты и компьютерное моделирование и свидетельствуют о возможности применения искусственных нейронных сетей для решения задач управления двигателем постоянного тока. Впервые алгоритм нейросетевого управления ДПТ реализован на сигнальном процессоре *TMS320F243*. Применение более производительного контроллера позволит сократить шаг дискретизации нейрорегулятора, повысить качество функционирования системы при позиционировании на малые углы, а также снизить ошибку в установившемся режиме.

4. В процессе экспериментальных исследований макета КРИП-ПНТ экс-

периментально подтверждена возможность высокоуровневой разработки и отладки прикладного программного обеспечения встраиваемой системы управления КРИП. Кроме того следует отметить следующее:

1. Устойчивое переключение силового вентиля при нулевом токе, повышение входного напряжения в  $1,7 \dots 2,5$  раза и хорошее совпадение вида осциллограмм с временными диаграммами, полученными путем моделирования в пакете *Simulink*, достигается при длительности отпирающего импульса  $0,867 \text{ мкс}$  в диапазоне частот от  $37,5 \text{ кГц}$  вплоть до  $500 \text{ кГц}$ .

2. Более низкие частоты переключения не обеспечивают повышение входного напряжения; при более высоких частотах силовой вентиль разогревается до температуры корпуса  $+100^\circ\text{C}$ , что может привести к его выходу из строя.

3. Причиной разогрева являются омические потери в ключе вследствие плохой открываемости транзистора из-за неудовлетворительной формы напряжения на затворе, что вызвано эффектом Миллера. Это прослеживается, в частности для напряжения сток-общий провод, которое не достигает нуля в течение первой трети (порядка  $250 \text{ нс}$ ) отпирающего импульса.

4. Предпочтительнее использование МОП-транзисторов с наименьшими сопротивлением канала в открытом состоянии, входной и (особенно) проходной емкостями (таблица 7.1). Применение транзистора *IRFZ34N* позволило, по сравнению с *BUZ10*, обеспечить устойчивую работу схемы вплоть до  $750 \text{ кГц}$ .

5. При этом наблюдался рост потребляемого тока, а также амплитуды тока ключа вплоть до  $9 \text{ А}$  с последующим выходом из строя дросселя *L1* (рисунок 7.1), что вызвано превышением его предельных режимов эксплуатации.

6. Существенное снижение (на порядок) номинальной индуктивности *L1* (с  $100 \text{ мкГн}$  до  $10 \text{ мкГн}$ ) не привело к потере работоспособности КРИП-ПНТ при номинальной нагрузке, что открывает путь к применению малогабаритных ВЧ-компонентов (особенно – при расширении диапазона рабочих частот вверх).

7. В ходе экспериментов удовлетворительный КПД был достигнут лишь при относительно низких частотах преобразования, что отрицательно влияет на диапазон регулирования преобразователя.

8. Дальнейшее повышение частоты преобразования энергии возможно при условии принятия конструктивно-технологических мер (разводка печатной платы, экранирование, применение соответствующих компонентов (в т.ч. – и пассивных), использование проходных конденсаторов и т.п.).

9. Силовой вентиль целесообразно устанавливать на теплоотводе и снабжать системой контроля температуры и аварийного отключения. Эта система позволит в дальнейшем производить логгинг температуры в экспериментах, связанных с измерением КПД.

10. С точки зрения повышения энергоэффективности и улучшения массогабаритных показателей также целесообразно рассмотреть использование топологии квазирезонансного преобразователя, переключаемого при нулевом напряжении [21, 71].

11. Экспериментально подтверждена возможность реализации высокоуровневого программирования сигнального процессора из среды *MATLAB-Simulink* и построения на базе отладочного устройства *eZdsp TMS320F2812 (Spectrum Digital)* замкнутой системы управления КРИП-ПНТ.

12. Достигнутая частота надежной работы АЦП составила  $100 \text{ кГц}$ , т.е. шаг дискретизации  $t_s=10 \text{ мкс}$ . Столь большой (соизмеримый с постоянной времени КРИП) интервал приводит к отсутствию достоверной информации о процессе в переходных режимах. Следовательно, данный объект управления является *ненаблюдаемым*, и управление им в переходных режимах невозможно.

13. Для того, чтобы цифровой регулятор мог работать устойчиво, необходимо либо использовать более быстродействующий сигнальный процессор, либо ухудшить динамические свойства КРИП. Последнее можно сделать, если увеличить постоянную времени нагрузки – как за счет повышения номинала конденсатора фильтра, так и за счет включения дополнительного дросселя.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате теоретических и экспериментальных исследований разработаны квазиоптимальные промышленные регуляторы с нейроидентификацией объекта управления. При этом:

1. Впервые предложена концепция построения импульсных преобразователей с адаптивным квазиоптимальным регулированием, для которых разработаны алгоритмы работы, обеспечивающих повышение эффективности промышленных комплексов обработки информации и управления.

2. Впервые получены теоретические и практические методы анализа и синтеза импульсных преобразователей с адаптивным квазиоптимальным регулированием, а также алгоритмы идентификации объектов управления, основанные на учете особенностей импульсного преобразователя, отрабатывающего как внешние возмущения, так и вариации степени и характера нагрузки.

3. Усовершенствованы методики разработки программного обеспечения встраиваемых систем на однокристальных МК и сигнальных микропроцессорах, а также механизмы адаптации замкнутых систем с нелинейным регулируемым процессом и импульсным преобразователем в контуре управления.

4. Нашла дальнейшее развитие теория использования искусственных нейронных сетей как для целей идентификации объектов управления, так и для реализации управления в реальном времени.

5. Сформулированные теоретические предположения получили экспериментальное подтверждение в процессе практической реализации квазиоптимального регулирования в системах, содержащих КРИП.

6. Основные результаты работы могут быть использованы научно-исследовательскими организациями, конструкторскими бюро и внедренческими предприятиями для разработки новых промышленных систем управления с повышенной эффективностью реализации технологического процесса.

**СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ**

1. Александров А.Г., Паленов М.В. Самонастраивающийся ПИД/И-регулятор// Автоматика и телемеханика, 2011. – №10. – С. 4 – 18.
2. Бадриев И.Б., Бандеров В.В., Задворнов О.А. Разработка графического пользовательского интерфейса в среде MATLAB. – Казань: КГУ, 2010. – 113 с.
3. Беллман Р. Динамическое программирование. – М.: Изд. иностр. лит., 1960.
4. Белов А.М., Новиков В. А., Рассудов Л. Н. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов. Учебник для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Изд. центр «Академия», 2007. – 576 с.
5. Белова Д.А., Кузин Р.Е. Применение ЭВМ для анализа и синтеза автоматических систем управления. – М.: Энергия, 1979. – 264 с.
6. Болтянский В.Г. Математические методы оптимального управления (серия «Физико-математическая библиотека инженера»). – М.: Наука, гл. ред. физ.-мат. лит, 1969. – 408 с.
7. Войтенко В.П. Архитектура и резидентные аппаратные средства микроконтроллеров Atmel AVR®. – Чернигов: Красавцев, 2002. – 132 с.
8. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Встраиваемая система позиционирования с нейрорегулятором// Технічна електродинаміка, 2008. – С. 71 – 74. – (Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”, ч. 1).
9. Войтенко В.П., М.А.Хоменко. Высокоуровневое проектирование систем энергетической электроники// Матеріали другої міжнародної науково-практичної конференції “Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем”. – Чернігів: ЧДТУ, 2012. – С. 127 – 128.
10. Войтенко В.П., С.В. Леміш. Генератор опорного синусоїдального сигналу// Матеріали другої міжнародної науково-практичної конференції “Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем”. – Чернігів: ЧДТУ, 2012. – С. 125 – 126.
11. Войтенко В.П. Задавачі частоти з програмно-апаратним керуванням// Віс-



ник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2002. – № 18. – С. 100 – 105.

12. Войтенко В.П., Хоменко М.А., Рудіч П.В. Застосування штучних нейронних мереж для ідентифікації промислових об'єктів керування// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2011. – № 1 (47). – С. 196 – 201.

13. Войтенко В.П., Королев А.А., Комзол П.К. Использование импульсного преобразователя с цифровым квазиоптимальным регулятором в потенциостате// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2012. – № 1 (55). – С. 166 – 172.

14. Войтенко В.П. Квазиоптимальное регулирование в промышленной системе с импульсным ключом// Технічна електродинаміка, 2011. – С. 171 – 175. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 2).

15. Войтенко В.П. Квазиоптимальные промышленные регуляторы с автоматической параметрической идентификацией// Технічна електродинаміка, 2004. – С. 85 – 90. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 3).

16. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Методи ідентифікації параметрів двигуна постійного струму// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2006. – № 26. – С. 137 – 143.

17. Войтенко В.П. Мікроконтролери для пристроїв промислової електроніки// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2001. – № 13. – С. 130 – 134.

18. Войтенко В.П., Золотухін А.А. Модель електропечі як об'єкта системи автоматичного керування// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2007. – № 30. – С. 146 – 153.

19. Войтенко В.П. Модуляція вихідної напруги силового перетворювача в квазіоптимальному промисловому регуляторі// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2005. – №22. – С. 152 – 157.

20. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Нейроидентификация в промышленных регуляторах// Технічна електродинаміка, 2008. – С. 61 – 62. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 2).

21. Войтенко В.П., Денисов Ю.А. Определение векторов состояния в квазирезонансном импульсном преобразователе, переключаемом при нулевом напряжении// Технічна електродинаміка, 2001. – С. 23 – 26. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 2).

ктроніка та енергоефективність”, ч. 1).

22. Войтенко В.П., Хоменко М.А., Павлов Г.В. Оптимальное управление квазирезонансным преобразователем с помощью сигнального процессора// Технічна електродинаміка, 2004. – С. 93 – 96. – (Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”, ч. 2).

23. Войтенко В.П. Основні проблеми побудови промислових регуляторів// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2005. – № 25. – С. 128 – 133.

24. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Принципы построения нейрорегулятора для управления промышленным объектом// Технічна електродинаміка, 2006. – С. 80 – 83. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 3).

25. Войтенко В.П. Прямое микропроцессорное управление импульсным преобразователем в системах точного позиционирования: дисс. ... канд. тех. наук : 05.09.03.– Чернигов, 1999.– 194 с.

26. Войтенко В.П. Сигнальні процесори в оптимальних системах керування// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2004. – № 21. – С. 196 – 200.

27. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Сигнальный процессор в системе управления повышающим квазирезонансным преобразователем// Технічна електродинаміка, тем. випуск “Силовая електроніка та енергоефективність”. – Київ–2012, ч. 2. – С. 101 – 106.

28. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Синтез промышленного нейрорегулятора с улучшенной динамикой// Технічна електродинаміка, 2007. – С. 50 – 55. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 3).

29. Войтенко В.П., Дерев’янюк М.О. Удосконалений алгоритм адаптації за критичною частотою коливань// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2007. – № 28. – С. 122 – 130.

30. Войтенко В.П. Формирование напряжения питания линейного двигателя в микропроцессорной системе точного позиционирования// Технічна електродинаміка, 2000. – С. 52 – 55. – (Тем. вип.: “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 2).

31. Войтенко В.П. Форсированные алгоритмы функционирования квазиопти-

- мального промышленного регулятора// Технічна електродинаміка, 2006. – С. 109 – 112. – (Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”, ч. 8).
32. Войтенко В.П. Цифровой регулятор квазирезонансного преобразователя на базе микроконтроллера// Технічна електродинаміка, 2002. – С. 74 – 77. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 2).
33. Войтенко В.П. Экспериментальное исследование алгоритмов функционирования квазиоптимального промышленного регулятора// Технічна електродинаміка, 2005. – С. 71 – 74. – (Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”, ч. 3).
34. Войтенко В.П. Этапы алгоритма квазиоптимального регулирования в системе с импульсным преобразователем// Технічна електродинаміка, 2012.– №3. – С. 125 – 126.
35. Вороновский Г.К. и др. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности/ Вороновский Г.К., Махатило К.В., Петрашев С.Н., Сергеев С.А. – Харьков: ОСНОВА, 1997. – 112 с.
36. Гельднер Г., Кубик С. Нелинейные системы управления: Пер. с нем. – М.: Мир, 1987. – 368с.
37. Гибкие производственные системы, промышленные роботы, робототехнические комплексы. Практ. пособие. В 14-ти кн. Кн. 14/ О.П. Михайлов, Р.Т. Орлов, А.В. Пальцев. Современный электропривод станков с ЧПУ и промышленных роботов; Под ред. Б.И. Черпакова. – М.: Высш. шк., 1989. – 111 с.
38. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 509 с.
39. Гостев В.И. Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления. – К.: Радиоаматор, 2008. – 972 с.
40. Гостев В.И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: Техніка, 1990. – 280 с.
41. Грабченко А.И., Кальченко В.И., Кальченко В.В. Шлифование со скрещивающимися осями инструмента и детали (Монография). – Чернигов: ЧГТУ, 2009. – 356 с.

42. Гроп Д. Методы идентификации систем. Перевод с англ. В.А.Васильева, В.И.Лопатина. – М.: Мир, 1979.
43. Дамаскин Б.Б., Петрий О.А., Подловченко Б.И. и др. Практикум по электрохимии // Под ред. Б.Б. Дамаскина. – М.: Высш. шк., 1991. – 288 с.
44. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. – К.: Наук. думка, 1995. – 250с.
45. Денисов А.И., Войтенко В.П., Гордиенко В.В., Шмаров А.А., Канюка И.В. Микропроцессорная реализация систем управления вентильными преобразователями для электроприводов аппарата магнитной записи// Техника средств связи. – Сер. ОТ. – 1990. – №4. – С. 79 – 92.
46. Денисов А.И., Войтенко В.П. Микропроцессорное управление импульсным преобразователем в системе точного позиционирования// Технічна електродинаміка, 2000. – С. 34 – 37. – (Тем. вип.: “Проблеми сучасної електротехніки”, ч. 4).
47. Денисов О.І., Войтенко В.П. Синтез цифрового регулятора для системи позиціонування магнітних голівок// Вісник Чернігівського технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 1999. – №9. – С. 179 – 184.
48. Денисов Ю.А. Абсолютная устойчивость стабилизаторов постоянного напряжения с квазирезонансными импульсными преобразователями, переключаемыми при нулевом токе// Техническая электродинамика. Тем. выпуск СЕЕ-2000. – Т.1. – С. 79 –83.
49. Денисов Ю.О. Корекція частотних характеристик джерела живлення з квазірезонансними імпульсними перетворювачами// Вісник Чернігівського технологічного інституту. Машинобудування. Електроніка. – 1996. – №1.– С. 68 – 76.
50. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными квазирезонансными преобразователями. – К.: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины, 2001. – 146с.
51. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления (для инженеров): Пер с англ. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит, 1970. – 620 с.
52. ДСТУ ISO 9000-2001. Системи управління якістю. основні положення та

словник. Київ: Держстандарт України, 2001.

53. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения Matlab. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 480 с.

54. Жиров М.В., Макаров В.В., Солдатов В.В. Идентификация и адаптивное управление технологическими процессами с нестационарными параметрами. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2011. – 203 с.

55. Заенцев И.В. Нейронные сети: основные модели. – Воронеж: Изд-во ВГУ, 1999. – 76 с.

56. Зайцев Г.Ф., Стеклов В. К. Квазиоптимальные следящие системы. К.: Вища школа, 1981. – 175 с.

57. Замкнутые системы преобразования электрической энергии/ Жуйков В.Я., Коротеев И.Е., Рябенский В.М., Павлов Г.В., Рачек В., Вегг А., Липтак Н. / Под ред. В.Я. Жуйкова. – К.: Техніка; Братислава: Альфа, 1989. – 320 с.

58. Кальченко В.В., Войтенко В.П. Квазиоптимальное регулирование в процессе шлифования со скрещивающимися осями инструмента и детали// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2011. – № 4 (53). – С. 63 – 66.

59. Кальченко В.І., Кальченко В.В., Рудик А.В., Венжега В.І. Дослідження процесу однопрохідного двостороннього шліфування// Вісн. Черніг. держ. технол. ун-ту, 2007. – №28. С. 35 – 44.

60. Камаев В.С., Харченко А.Н. Алгоритм динамической идентификации параметров объекта управления// Электроника и связь, 2006. – №1. – С. 44 – 47.

61. Камаев В.С., Харченко А.Н. Синтез регулятора системы управления с динамической идентификацией параметров // Электроника и связь, 2007. – №3. – С. 17 – 22.

62. Капичин И.И. Оптикоэлектронные углоизмерительные системы. – К.: Техніка, 1986. – 144 с.

63. Керниган Б., Ритчи Д. Язык программирования С.: Пер. с англ., 3-е изд., испр. — СПб.: "Невский Диалект", 2001. – 352 с.

64. Кузнецов Б.И. и др. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности/ Б.И.Кузнецов, В.Е.Сергеев, В.М.Чернышев. – К.:

Техніка, 1990. – 208с.

65. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.

66. Куталадзе С.С. Основы теории теплообмена. – Изд. 5-е перераб. и доп. – М.: Атомиздат, 1979. – 416с.

67. Кучеров Д.П. Алгоритм обучения субоптимальному по быстродействию управлению динамической системой второго порядка без нулевых полюсов // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – Херсон, 2004. № 2 (14).

68. Кучеров Д.П. Синтез адаптивной квазиоптимальной по быстродействию системы управления при входном воздействии вида квадратичной функции и наличии ограниченных помех // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – Херсон, 2006. № 2 (18).

69. Леонов А.П. К проблеме синтеза квазиоптимального по быстродействию цифрового управления позиционированием объекта: Препринт ИФВЭ 99–1. Протвино, 1999. – 11 С.

70. Литюга А.М., Клиначёв Н.В., Мазуров В.М. Теоретические основы построения эффективных АСУ ТП. – Тула, Челябинск: Offline версия 1.1, 2002. – 46 с.

71. Ли Ф.К. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи// ТИИЭР. – 1988.– Т. 76, №4.– С. 83 – 97.

72. Лыков А.В. Теория теплопроводности. – М.: Высшая школа, 1967. – 600с.

73. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя: Пер. с англ./ Под ред. Я. З. Цыпкина. – М.: Наука, 1991. – 432 с.

74. Мазуров В.М., Спицын А.В. Адаптивная настройка регуляторов в Трейс Моуд: основы теории и практическая демонстрация. – 8-я междунар. конф. «Разработка АСУ ТП в системе Трейс Моуд: задачи и перспективы».

75. Макаров В.В., Михеев А.С. Выбор рационального алгоритма идентификации для адаптивной системы управления с нестационарными параметрами// Труды конф. «Управление в технических, эргатических, организационных и се-

тевых системах» – УТЭОСС-2012. СПб., 2012. – С. 435 – 438.

76. Мартыненко В.С. Операционное исчисление: Учеб. пособие. – 4-е изд. перераб. и доп. – К.: Высшая шк., 1990. – 359с.

77. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6/ Под общ. Ред. В.Г. Потемкина. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 496с.

78. Микропроцессорные системы автоматического управления/ Под общ. ред. В.А. Бесекерского. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1988. – 365 с.

79. Миндлин Я.Б., Кашук В.А. Централизованная подготовка абразивного инструмента к работе// Станки и инструмент, 1988. – №4. – С. 23 – 27.

80. Осмоловский П.Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. – М.: Сов. радио, 1969. –256 с.

81. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987. – 480 с.

82. Павлов Г.В., Покровский М.В., Пекер Б.Н., Войтенко В.П. Влияние низкочастотных возмущений питающей сети на выходное напряжение последовательно-резонансных преобразователей// Технічна електродинаміка, 2002. – С. 49 – 52.– (Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”, ч. 5).

83. Перспективы развития вычислительной техники: в 11 кн.: Справ. пособие под ред. Ю.М.Смирнова. Кн.9. Внешние запоминающие устройства на магнитном носителе/ В.Г.Макурочкин, С.Л.Горбацевич, А.И.Луныков и др.– М.: Высш.шк., 1989.– 175 с.

84. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Физматгиз, 1961.

85. Потенциостат П-5848. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.

86. Сиза О.І., Савченко О.М., Квашук Ю.В., Гаценко С.В. Інгібіторний захист обладнання харчової промисловості// Вісник ЧДТУ: зб. – Чернігів: ЧДТУ, 2011. – №1 (47). С. 220 – 224.

87. Сиза О., Старчак В., Вервейко О., Савченко О., Корольов О. Особливості впливу стаціонарних електричних полів на корозійне руйнування металів //

- Проблеми корозії та протикорозійного захисту матеріалів: В 2-х т./ Спецвипуск журналу “Фізико-хімічна механіка матеріалів”.– №8. – Львів: Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України, 2010. – Т.1. – С.84–87.
88. Следящие приводы; Под ред. Чемоданова Б.К. – М.: Энергия, 1976.– 480 с.
89. Смольников Л.П. Синтез квазиоптимальных систем автоматического управления. – Л.: Энергия, 1967. – 168 с.
90. Справочник по теории автоматического управления/ Под ред. А.А.Красовского. – М.: Наука. Гл.ред. физ.-мат. лит., 1987.– 712с.
91. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления: Пер с англ. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит, 1985. – 296с.
92. Ту Ю. Современная теория управления: Пер. с англ. Я.Н.Гибадулина, под ред. В.В.Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1971. – 472 с.
93. Уоссерман Ф. Нейрокомпьютерная техника: Теория и практика. – М.: Мир, 1992. – 237 с.
94. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание.: Пер. с англ. – М. Издательский дом "Вильямс", 2006. – 1104 с.
95. Хоменко М.А. Оптимізація розмірів нейронної мережі системи керування двигуном постійного струму// Вісник Чернігівського державного технологічного університету, серія «Технічні науки». – Чернігів – 2007, №30. – С. 140 – 145.
96. Цыпкин Я. З. Информационная теория идентификации. – М.: Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.
97. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
98. Черных И.В. SIMULINK: среда создания инженерных приложений. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 496 с.
99. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
100. Якименко Ю. І. Мікропроцесорна техніка: Підручник/ Якименко Ю.І., Терещенко Т.О., Сокол Є.І., Жуйков В.Я., Петергеря Ю.С.; За ред. Т.О. Терещенко. – 2-ге вид., переробл. та доповн. – К.: ШЦ "Видавництво «Політехні-



ка»"; "Кондор", 2004. – 440 с.

101. Arnold K. Embedded Controller Hardware Design. – Eagle Rock, VA: LLH Technology Publishing, 2000. – 233 p.
102. Barr M. Programming Embedded Systems in C and C++. – O'Reilly, 1999. – 191 p.
103. Best R.E. Phase-Locked Loops. – New York, McGraw-Hill, 1984. – 224 p.
104. Burns R.S. Advanced Control Engineering. – Oxford: Butterworth-Heinemann, Elsevier, 2001. – 450 p.
105. Figoli D. Creating a Sine Modulated PWM Signal Using the TMS320F240 EVM// Application report: SPRA411. – Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments. – January, 1999.
106. Galan P. Temperature control: PID vs. Fuzzy Logic// Control Engineering. – January 1, 2004.
107. Gardner F.M. Phaselock Techniques. 2nd Edition/ John Wiley. – New York, 1979.
108. Hagan M.T., Demuth H.B. Neural Networks for Control// Proceedings of the 1999 American Control Conference, San Diego, CA, 1999, pp. 1642-1656.
109. Hagan M.T., De Jesus O., Schultz R. Training Recurrent Networks for Filtering and Control// Chapter 12 in Recurrent Neural Networks: Design and Applications, L. Medsker and L.C. Jain, Eds., CRC Press, pp. 311-340.
110. Hahn B.D., Valentine D.T. Essential MATLAB® for Engineers and Scientists. Third edition. – Oxford: Butterworth-Heinemann, Elsevier, 2007. – 449 p.
111. Jayashree E., Uma G. Analysis, design and implementation of a quasi-resonant DC–DC converter// IET Power Electron., 2011, Vol. 4, Iss. 7, pp. 785 – 792.
112. Jayashree E., Uma G. Design and implementation of zero-voltage switching quasi-resonant positive-output Luo converter using analogue resonant controller UC3861// IET Power Electron., 2011, Vol. 4, Iss. 1, pp. 81–88.
113. Jain A.K., Mao J., Mohiuddin K.M. Artificial Neural Networks: A Tutorial, Computer, Vol. 29, No. 3, March 1996. – PP. 31 – 44.
114. Kamwa I., Grondin R, Sood V.K., Gagnon C., Nguyen V.T., Mereb J. Recur-

- rent Neural Networks for Phasor Detection and Adaptive Identification in Power System Control and Protection // IEEE Trans. on instrumentation and measurement, Vol. 45, No. 2, April 1996. – PP. 657 – 664.
115. Kester W. High Speed DACs and DDS Systems// [www.analog.com](http://www.analog.com).
116. Klee H., Allen R. Simulation of Dynamic Systems with MATLAB® and Simulink®. 2nd ed. – Boca Raton, London, New York: CRC Press, 2011. – 781 p.
117. Ko Y.-P., Y.-S. Lee W.-H. Chao. Analysis, design and implementation of fuzzy logic controlled quasi-resonant zero-current switching switched-capacitor bidirectional converter// IET Power Electron., 2011, Vol. 4, Iss. 6, pp. 683–692.
118. Ljung L. Identification of Nonlinear Systems// [www.control.isy.liu.se/~ljung/lpaper/sing2.pdf](http://www.control.isy.liu.se/~ljung/lpaper/sing2.pdf).
119. Ljung L. Some aspects on nonlinear system identification// System Identification, Volume 14, Part 1. 14th IFAC Symposium on System Identification, 2006.
120. Lurie B.J., Enright P.J. Classical feedback control with MATLAB. – New York, Basel: Marcel Dekker Inc, 2000. – 456 p.
121. Mohagheghi Salman, Park Jung-Wook, Harley R. G., Venayagamoorthy Ganesh K. and Crow M.L. An Adaptive Neural Network Identifier for Effective Control of a Static Compensator Connected to a Power System// Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks, 2003. Vol. 4, pp. 2964 – 2969.
122. Neenu T., Poongodi P. Position Control of DC Motor Using Genetic Algorithm Based PID Controller// Proceedings of the World Congress on Engineering 2009. Vol. IIWCE 2009, July 1 - 3, 2009, London, U.K.
123. Popovi´c-Gerber J., Oliver J.A., Cordero N., Harder T., Cobos J.A., Hayes M., O’Mathuna S.C., Prem E. Power Electronics Enabling Efficient Energy Usage: Energy Savings Potential and Technological Challenges// IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 5, pp. 2338– 629, May 2353.
124. Shaffer R. Fundamentals of Power Electronics with MATLAB. – Boston, MA: Charles River Media, 2007. – 384 p.
125. Sivanandam S. N., Sumathi S., Deepa S. N. Introduction to Fuzzy Logic using MATLAB. – Berlin, Springer-Verlag, 2007. – 430 p.

126. Spooner J.T., Maggiore M., Ordóñez R., Passino K.M. Stable Adaptive Control and Estimation for Nonlinear Systems: Neural and Fuzzy Approximator Techniques. John Wiley & Sons, Inc., 2002. – 545 p.
127. The ‘all-in-one’ controller// Control Engineering Europe, 2005. – Vol. 6, №4. – 50 p.
128. Wen Yu. Nonlinear system identification using discrete-time recurrent neural networks with stable learning algorithms// Information Sciences, 2004. – № 158. P. 131 – 147.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

### *Simulink-модели и m-файлы систем, блоков и узлов*

#### *Листинг А.1 – m-файл задания параметров и управления выводом*

```

% Переходные процессы в объекте управления
clear;clc;
Modell;          %Загрузить модель
Um=220; Qm=100; Q=50; % Параметры силового преобразователя
t0=50; t1=50; Time_max=800; %Начало и длительность моделирования
%Параметры объекта управления
T1=16;T2=252;K2=0.1;RHO=Qm/Um/K2;TAU=5.0;%Параметры модели
figure(1);%Просмотреть скважность и температуру установления
subplot (2,1,1);plot(tout, simVoltage); xlabel('t,с');
ylabel('U,В'); title(['Напряжение на объекте управления']);
grid on;
subplot (2,1,2);plot(tout, simX1,tout, simX);xlabel('t,с');
ylabel(''); title(['Переменные состояния' ]);grid on;
text(200,100, ['Rho='num2str(RHO)], 'FontSize',12);
text(400,100, ['T1,с='num2str(T1)], 'FontSize',12);
text(550,100, ['T2,с='num2str(T2) ], 'FontSize',12);

```

#### *Листинг А.2 – m-файл для ПИД-регулятора*

```

% ПИД-регулятор
PIDregul;% Загрузить модель
T1=16;T2=252;RHO=4.5455;TAU=5.0;%Параметры модели
t0=60;Time_max=800;mesuredtime=20;%Временные параметры эксперим.
Tz=100;Toу=20;Токr=20;%Параметры задания
Kp=1;Ki=0.005;Kd=0.5;%Коэффициенты PID
figure(1);
[xp,yp]=stairs(tout,proportional);
[xi,yi]=stairs(tout,integral); [xd,yd]=stairs(tout,derivative);
h=legend('P','I','D','u',1);plot(xp,yp,':o',xi,yi,'--+',xd,yd,'-
.x',xp,(yp+yi+yd),'k-.');h=legend('P','I','D','u',1); grid on;
xlabel('t,с');ylabel('В');title(['Сигналы ПИД-регул.']);grid on;
figure(2);
[xz,yz]=stairs(tout,Tzadania);
plot(xz,yz,tout,Parameter);xlabel('t, с');ylabel('');
title(['ПИД-регулятор. Задание и выходной параметр объекта' ]);
grid on;

```

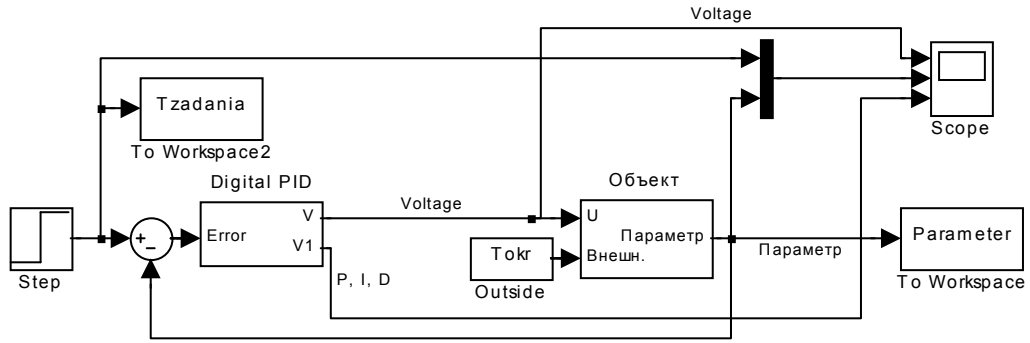


Рисунок А.1 – *Simulink*-модель системы управления с ПИД-регулятором

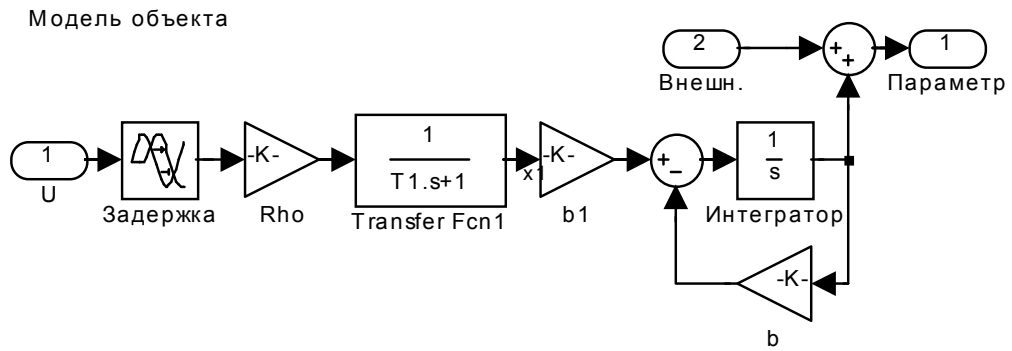


Рисунок А.2 – Модифицированная *Simulink*-модель объекта управления

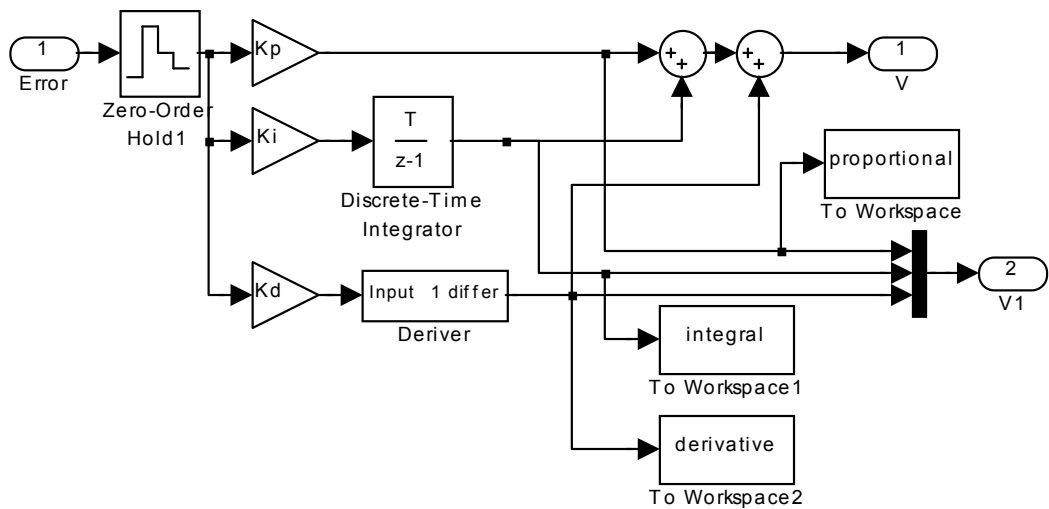


Рисунок А.3 – *Simulink*-модель ПИД-регулятора

**Листинг А.3 – m-файл для оптимального регулятора**

```

% Оптимальный цифровой регулятор
measureTime=20;%Интервал замера разностей
OPTIMregul;%Загрузить модель
Tpwm=20;Q=0;%Initialisation
%Identification
hp=100;Time_max=600;%Шаг регулирования и Stop time
T1=16;T2=252;RHO=4.5455;TAU=5;%Параметры модели
A=exp(-hp/T1);B=exp(-hp/T2);%Расчет коэффициентов регулятора
K0=1/(RHO*(1-A)*(1-B))*100/220;K1=(1-A-B)*K0;K2=1/RHO*100/220;
%*****
Tokr=20;Toy=20;EPSn=Toy-Tokr;QN=K2*EPSn;
Tzad=100;ERR0=Tzad-Toy;%Задание параметра
%Проверка знака ошибки
if ERR0>0
    Q0=K0*ERR0+QN;h0=hp;
else
    Q0=0;h0=-K0*ERR0*hp/QN;
end;
Q1=K1*ERR0+QN;Q=K2*ERR0+QN; QN=Q;
if Q0>100
    Q0=100;
end;
%Digital regulator without PWM
u0=Q0*220/100;u1=Q1*220/100;uN=QN*220/100;
figure(1); %Просмотреть
subplot(2,1,1);plot(tout,Voltage);xlabel('');ylabel('В');
title(['Напряжение на объекте']);grid on; subplot(2,1,2);
plot(tout,ТемператOUT);xlabel('t, с'); ylabel('ед. ');
title(['Переходный процесс' ]);grid on;
%Построение зависимости коэффициентов оптимального регулятора от
начального рассогласования
P0(1:100)=0;P1(1:100)=0;PN(1:100)=0;EPS(1:100)=0;dTmax=400;
for k=2:100;
    EPS(k)=EPS(k-1)+dTmax/100;
    P0(k)=K0*EPS(k)*100/220;
    P1(k)=(1-A-B)*K0*EPS(k)*100/220;
    PN(k)=EPS(k)/RHO*100/220;
end;
figure(2);subplot(3,1,1);plot(EPS,P0);ylabel('Q0,%');
title('1 интервал'); grid on;%Просмотреть результат
subplot(3,1,2);plot(EPS,P1);ylabel('Q1,%');title('2
интервал');grid on;
subplot(3,1,3);plot(EPS,PN);xlabel('Разность \thetaзадан-
\thetaначальн, ед. ');ylabel('QN,%');title('Далее');grid on;
%-----

```

**Листинг А. 4 – m-файл для тестового воздействия**

```

% Просмотр результатов эксперимента при подаче на объект 20-0-10%
мощности

```

```

load Ris1_8.mat; Ris1_8mdl;%Загрузить экспер. данные и модель
%Подобранные параметры модели
T1=16;T2=252;RHO=3.82;TAU=20;
Time_max=TimeTemperature(length(Temperature));%Время моделирования;
Outside=Temperature(1);%Температура окружающего воздуха
figure(1); %Просмотреть результаты
plot(TimeTemperature, Temperature, '-', tout, simTemperature, '-. ');
xlabel('t, c');ylabel('ед. ');
title(['Реакция на воздействие 20-0-10% мощности' ]);
grid on;h = legend('Эксперимент', 'Модель', 4);

```

### **Листинг А.5 – m-файл для ОЦР с ШИМ и АИМ выходного напряжения**

```

% Оптимальный цифровой регулятор
% АИМ и ШИМ с ВЧ
measureTime=20;%Интервал замера разностей
Ris2_1mdl;%Загрузить модель
Trpwm=20;Q=0;Tz0=0;EPSSap=5;EPSmin=0.1;%Initialisation
hp=100;Time_max=600; %Шаг регулирования и Stop time
T1=16;T2=252;RHO=4.5455;TAU=5;%Параметры модели объекта
A=exp(-hp/T1);B=exp(-hp/T2);%Расчет коэффициентов регулятора
K0=1/(RHO*(1-A)*(1-B))*100/220;K1=(1-A-B)*K0;K2=1/RHO*100/220;
Tokr=20;Тоу=20;EPSn=Тоу-Tokr;QN=K2*EPSn;
Tzad=100;EPS0=Tzad-Тоу;%Задание параметра регулирования
%Проверка знака ошибки
if EPS0>0
    Q0=K0*EPS0+QN;h0=hp;
else
    Q0=0;h0=-K0*EPS0*hp/QN;
end;
Q1=K1*EPS0+QN;Q=K2*EPS0+QN; QN=Q;
if Q0>100
    Q0=100;
end;
% Цифровой регулятор без ШИМ, т.е. - АИМ
u0=Q0*220/100;u1=Q1*220/100;uN=QN*220/100;
figure(1); %Просмотреть
subplot
(2,1,1);plot(tout,Voltage,tout,Voltage1);xlabel('');ylabel('В');
title(['СИГНАЛ НА ВЫХОДЕ РЕГУЛЯТОРА' ]); grid on;axis([0
Time_max/2 0 250]);
subplot (2,1,2);plot(tout, TemperatOUT,tout, TemperatOUT1, '-
. ');xlabel('t, c');ylabel('ед. ');title(['ОТКЛИК ОБЪЕКТА
УПРАВЛЕНИЯ' ]);grid on;axis([0 Time_max/2 0 110]);
legend('ШИМ', 'АИМ', 4);
text(100,25, ['T_{pwm}=', num2str(Trpwm), 'c'], 'FontSize', 12);
%-----

```

### **Листинг А.6 – m-файл для САС**

```

%Система автоматического слежения
%clear;clc;

```

```

measureTime=1;%Интервал замера разностей
SASmodel;%Загрузить модель
Qm=100;Um=220;mU=1;%Коэффициент запаса
Trwm=20;hc=Trwm;%Шаг регулирования САС
t0=190.0;Time_max=800;%Начало и длительность моделирования
EPSSap=5;EPScac=0.1;%Initialisation
%РЕЗУЛЬТАТЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ
hp=140;%Шаг позиционирования - не важно для САС T2=326-T1
T1=16;T2=252;K2=0.22;RHO=Qm/Um/K2;TAU=5.0;%Параметры модели
CC=exp(-hc/T1);DD=exp(-hc/T2);%Расчет коэффициентов регулятора
K0c=K2/((1-CC)*(1-DD)); K1c=(1-CC-DD)*K0c;
%Для работы на первом шаге!
%K1c=K2*(1-CC-DD)/(T1*DD*(1-CC)-T2*CC*(1-DD));
%*****Задание температуры
Tzad=100;Tokr=20.0;
%Нестабильность температуры
deltaTokr=0*Tokr;% Амплитуда=1
Ft=1/86400;% Частота=1/86400
%Нестабильность амплитудных параметров объекта управления
deltaRHO=0.0*RHO;%скачок коэффициента передачи =0.05*RHO
tB=400;%момент вноса
%Нестабильность сетевого напряжения
deltaUc=0.0*Um;% Амплитуда=0.1
Fa=1/600;% Частота=1/600
%Чтение входа!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
Toy=80.0; ERR0=Tzad-Toy;
%!
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
Tzk=Tzad;
QNc=K2*(Toy-Tokr);
%Расчет воздействий
ERR00=Tzad-(Tzad*K0c-Tokr*K2)/(K0c-K2);
ERR01=abs(QNc/K1c);
ERR02=(mU*Qm-QNc)/K0c;
%////////////////////// BEGIN //////////////////////////////////
% Корректировка воздействий
if ERR0<ERR00
    Tzk=Toy-QNc/K0c+0.1;
end
if ERR0>ERR01
    Tzk=Toy-QNc/K1c-0.1;
else if ERR0>ERR02
    Tzk=Toy+(Qm-QNc)/K0c-0.1;
end
end
Q0c=K0c*(Tzk-Toy)+QNc; Q1c=K1c*(Tzk-Toy)+QNc; QN=K2*(Tzk-
Toy)+QNc;
%Зона нечувствительности САС
if abs(ERR0)<EPScac
    Q0c=QNc; Q1c=QNc; QN=QNc;
end
%*****
for i=1:hc

```



```

    timeout(i)=i;
    Out(i)=Q0c;
    Tzadan(i)=Tzad;Ty(i)=Tzk;
end
for i=hc+1:2*hc
    timeout(i)=i;
    Out(i)=Q1c;
    Tzadan(i)=Tzad;Ty(i)=Tzk;
end
for i=2*hc+1:3*hc
    timeout(i)=i;
    Out(i)=QN;
    Tzadan(i)=Tzad;Ty(i)=Tzk;
end
%figure(1); %Просмотреть скважность и температуру установления
%subplot (2,1,1);plot(timeout,Out);xlabel('t, с');ylabel('Q,
%');title(['Скважность и температура установления ']);grid on;
%text(5,10,['Q0c=num2str(Q0c)'],'FontSize',12);
text(25,10,['Q1c=num2str(Q1c)
'],'FontSize',12);text(45,10,['QN=num2str(QN)'],'FontSize',12);
%subplot
(2,1,2);plot(timeout,Tzadan,timeout,Ty);xlabel('t,с');ylabel('град
. C');title([' ']);grid on;%axis([12.0 360 20 100]);
%text(30,100,['Tнач=num2str(Toy)'],'FontSize',12);
figure(2); %Просмотреть напряжение и температуру
установления
subplot
(2,1,1);plot(tout,simVoltage);xlabel('');ylabel('В');title(['НАПРЯ
ЖЕНИЕ']);grid on;axis([100 400 -5 230]);
subplot (2,1,2);plot(tout,simTemperature,tout,Tzadania);xlabel('t,
с');ylabel('ед.');
```

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПАРАМЕТР'];grid on;axis([100 400 75 105]);

```

%figure(3); %Просмотреть окружающую и температуру установления
%subplot
(2,1,1);plot(tout,okrTemperature);xlabel('');ylabel('град.
C');title(['Окружающая температура']);grid on;%axis([150 600 -5
230]);
%subplot
(2,1,2);plot(tout,simTemperature,tout,Tzadania);xlabel('t,
с');ylabel('град. C');title(['Температура объекта']);grid
on;%axis([150 600 80 105]);
%figure(4);%Просмотреть изменение объекта и температуру
установления
%subplot
(2,1,1);plot(tout,simRHO);xlabel('');ylabel('');title(['Изменение
коэффициента объекта']);grid on;%axis([150 600 -5 230]);
%subplot
(2,1,2);plot(tout,simTemperature,tout,Tzadania);xlabel('t,
с');ylabel('град. C');title(['Температура объекта']);grid
on;%axis([150 600 80 105]);
```

**Листинг А.7 – m-файл S-функции системы автоматического слежения**

```

function [sys,x0,str,ts] =
sfunCAC(t,x,u,flag,K0c,K1c,K2,hc,EPScac)
%SFUNCAC M-file S-функции системы автоматического слежения
% $Revision: 1.0 $
switch flag,
case 0,
    [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;
case { 1, 2, 4, 9}
    sys=[];
    %%%%%%%%%%%
    %      Выход          %
    %%%%%%%%%%%
case 3,
    sys=mdlOutputs(t,x,u,K0c,K1c,K2,hc,EPScac);
otherwise
    error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end
% Конец sfunCAC
%%%%%%%%%%
% mdlInitializeSizes Инициализация %
%%%%%%%%%%
%=====
% Возвращает размеры, начальные условия
% и время выборки для S-функции.
%=====
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes

% вызвать simsizes для размеров структуры, заполнить ее и преобразовать в массив размеров.
sizes = simsizes;

sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 2;
sizes.NumInputs = 3;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1; % По крайней мере нужна одна выборка

sys = simsizes(sizes);
% задание начальных условий
x0 = [];
% str - всегда пустая матрица
str = [];
% задание массива времен выборки
ts = [0 0];
% end mdlInitializeSizes
%=====
% mdlOutputs
% Возвращает выходы блока.
%=====

```

```

function sys=mdlOutputs(t,x,u,K0c,K1c,K2,hc,EPScac)
    Tzad=u(1); Tokr=u(3);
    ERR0=Tzad-u(2); Tzk=Tzad;
    QNc=K2*(u(2)-Tokr);
    %Расчет порогов
    ERR00=Tzad-(Tzad*K0c-Tokr*K2)/(K0c-K2);
    ERR01=abs(QNc/K1c);
    ERR02=(100-QNc)/K0c;
    %////////////////////// BEGIN ////////////////////////
    % Расчет и Корретктировка воздействий
    if ERR0<ERR00
        Tzk=u(2)-QNc/K0c+0.1;
    end
    if ERR0>ERR01
        Tzk=u(2)-QNc/K1c-0.1;
    else if ERR0>ERR02
        Tzk=u(2)+(Qm-QNc)/K0c-0.1;
    end
    end
    Q0c=K0c*(Tzk-u(2))+QNc;Q1c=K1c*(Tzk-u(2))+QNc;QN=K2*(Tzk-
    u(2))+QNc;
    %Зона нечувствительности САС
    if abs(ERR0)<EPScac
        Q0c=QNc; Q1c=QNc; QN=QNc;
    end
    %*****
    if t<=hc
        sys(1)=Q0c;
        sys(2)=Q1c;
    else %if (t>hc)|(t<=2*hc)
        sys=Q1c;
    else
        sys=QN;
    end
    end
end mdlOutputs

```

### ***Листинг А.8 – m-файл моделирования повышающего КРИП-ПНТ***

```

%% Моделирование повышающего КРИП-ПНТ
% set_param(0, 'CharacterEncoding', 'windows-1251');
% slCharacterEncoding('windows-1251');
% feature('MultibyteCharSetChecking',
0);%...toolbox\local\startup.m
%% clear;clc;%Стереть предыдущие результаты
if not (exist('States'))
    System_KRIP%Загрузить модель
end;
%% Задаем параметры модели в целом
En=8;%Напряжение источника питания
Rl=101.0;Lf=0.1e-9;Cf=2*0.47e-6;% Сопротивление и индуктивность
нагрузки 101.0
Lr=0.61e-6;Cr=60e-9;L1=10.0e-6;% Резонансный контур и дроссель

```

```

Koc=3.0/18.28;TsADC=1/100000;%ООС по напряжению
Rg=24;%Резистор в цепи затвора 24
%% Задаем параметры моделей компонентов
Ron=0.06;%FET resistance(0.06 Ohm)
Udrv=7;%Выходное напряжение драйвера МОП-транзистора
Trise=50e-9;Tfall=50e-9;% Фронт и срез сигнала с генератора
%% Параметры частотного модулятора
Fclkio=75e6;%Частота таймера (процессора)
Ffmmin=37.5e3;Ffmmax=1000.0e3;%Пределы регулирования частоты
Nfmmin=round(Fclkio/Ffmmax);Nfmmax=round(Fclkio/Ffmmin);
Ffm=300.0e3;Tfm=1/Ffm;Nfm=round(Fclkio/Ffm);%Исходные частота и
период ЧМ (300e3 для 12 В)
Non=65;%Экспериментальная лительность отпирания ключа. Теоретиче-
ски Ton=1/f0=1/(2*pi*sqrt(Lr*Cr));
Stop_time=200*TsADC;%Время симуляции.
%% Параметры блока задания
Step_time=12*TsADC;Initial_value=0;Final_value=800;%Параметры
воздействия
%% Начальные условия
Ucf0=0;%12.933 Начальное напряжение на конденсаторе фильтра. 11.48
Ucr0=0;%-5.10 Начальное напряжение на конденсаторе контура. -4.92
IL10=0;%0.282 Начальный ток дросселя L1. 0.232
%% Визуализация
set(0,'ShowHiddenHandles','On');%Редактирование графика Scope
set(gcf,'menubar','figure');%("Экспонента.ру")
%-----
if not (exist('States'))
    sim System_KRIP%Моделировать
end;
%% Визуализация состояний КРИП-ПНТ -----
x1=States.signals.values(:,1);x2=States.signals.values(:,2);x3=Sta
tes.signals.values(:,3);x4=States.signals.values(:,4);
% plot(time,x1,'-',time,x2,'--',time,x3,':',time,x4,'-
.','LineWidth',2);figure(gcf);
% tD1=max(States.time);tD0=tD1-2*Tfm;%Отображаемый фрагмент
% Ymin=min(min(States.signals.values))-
1;Ymax=max(max(States.signals.values))+1;
% grid on;ylabel('B; A');xlabel('t, c');axis([tD0 tD1 Ymin Ymax]);
title(['Переменные состояния в КРИП-ПНТ' ]);
% legend ('x1','x2','x3','x4');
% text(tD1-Tfm/2,Ymin+2,['Fчм=',num2str(ffm*1e-3, '% 10.0f'),'
кГц'],'FontSize',14);
% text(tD1-Tfm/2,Ymin+3.5,['Rн=',num2str(Rl, '% 10.1f'),'
Ом'],'FontSize',14);
% text(tD1-Tfm/2,Ymin+5,['IL1=',num2str(IL10, '% 10.3f'),'
А'],'FontSize',14);
% text(tD1-Tfm/2,Ymin+6.5,['Uн=',num2str(-Ucf0, '% 10.3f'),'
В'],'FontSize',14);
%% Визуализация разгонной кривой напряжения на нагрузке (разомкн)
%Step_time=0*TsADC;Initial_value=1000;Final_value=60;%Параметры
воздействия
time=ScopeData.time;data1=ScopeData.signals(1,4).values;data2=Simpl
e.signals.values;%s!

```

```

X2min=min(time);X2max=max(time);Y2min=min(data1);Y2max=max(data1);
%Задать пределы графика
% X2max=2e-4;%Масштабирование графика (ОПЦИОНАЛЬНО!)
% Ordinata1=data1;Ordinata2=data2;
% plot(time,Ordinata1,time,Ordinata2,'LineWidth',2);grid on;%
% axis([X2min, X2max, (Y2min-0.03*(Y2max-Y2min)),
(Y2max+0.03*(Y2max-Y2min))]);grid on;
% ylabel('Ун, В','Rotation',0,'Position',[0,Y2max+0.05*(Y2max-
Y2min)],'FontWeight','Bold','FontSize',14);
% xlabel('t, с','Position',[1e-4,Y2min-0.1*(Y2max-
Y2min)],'FontWeight','Bold','FontSize',14);%Масштабирование
графика (ОПЦИОНАЛЬНО!)
% xlabel('t,с','Position',[X2max,Y2min-0.12*(Y2max-Y2min)],
'FontWeight','Bold','FontSize',14); %Стандартные настройки
графика!!
% title(['Свободный выбег в КРИП-ПНТ'
'],'FontWeight','Bold','FontSize',14);
% legend('Модель','Упрощенная','Location','East');
%% Визуализация напряжения на нагрузке (замкнутая система,
%Step_time=10*TsADC;Initial_value=0;Final_value=0; %Параметры воз-
действия 0-0
Step_time=10*TsADC;Initial_value=0;Final_value=500; %Параметры
воздействия 0-500
time=ScopeData.time;data1=ScopeData.signals(1,4).values;data2=Scop
eData.signals(1,1).values;%s!
X1min=min(time);X1max=max(time);Y1min=min(data1);Y1max=max(data1);
%Задать пределы графика
data2=data2/max(data2)*Y1max;%Масштабирование графика
Ordinata1=data1;Ordinata2=data2;
plot(time,Ordinata1,time,Ordinata2,'LineWidth',2);grid on;%
axis([X1min, X1max, (Y1min-0.03*(Y1max-Y1min)),
(Y1max+0.03*(Y1max-Y1min))]);grid on;
ylabel('Ун, В','Rotation',0,'Position',[-0.1e-3,Y1max+0.05*(Y1max-
Y1min)],'FontWeight','Bold','FontSize',14);
% xlabel('t, с','Position',[1e-4,Y2min-0.1*(Y2max-
Y2min)],'FontWeight','Bold','FontSize',14);%Масштабирование
графика (ОПЦИОНАЛЬНО!)
xlabel('t,с','Position',[X1max-0.15*(X1max-X1min),Y1min-
0.12*(Y1max-Y1min)],'FontWeight','Bold','FontSize',14);
%Стандартные настройки графика!!
title(['Динамика системы управления КРИП-ПНТ
(Nz=',num2str(Final_value),')'
'],'FontWeight','Bold','FontSize',14);
legend('Напряжение','Задание','Location','SouthEast');
%% Цикл исследования влияния параметра на динамику (5 вариаций)
% ModelName='KRIP_SPICE1';BlockName='L2';BlockParameter='1';
%Model/Block, Parameter
% Diapazon=1e-8:2e-8:1e-7;%От:Шаг:До (или через к-во точек:
% Colors(1:5)=[ 'b','r','c','m','g'];i=1;figure(2); %Цвета 5-ти
графиков на одной оси
% for Parameter = Diapazon,%
set_param([ModelName,'/',BlockName],BlockParameter,num2str(Paramet
er));%Model/Block, Parameter

```

```

%      sim (ModelName);%Моделировать
line (States.time,States.signals.values(:,1),'color',Colors(i),'Lin
eWidth',2);i=i+1;%
%      %legend(num2str(i-1));
% end
% grid on;ylabel('B; A');xlabel('t, c'); title(['Влияние на x1
',BlockName,' ','в КРИП-ПНТ' ]);%axis([tD0 tD1 Ymin Ymax]);
% legend(num2str(Diapazon(1)),num2str(Diapazon(2)),
num2str(Diapazon(3)),num2str(Diapazon(4)),num2str(Diapazon(5)));
%set(gcf,'Color',[1,1,1]);%Цвет бокового фона графика=0...1

```

### ***Листинг А.9 – m-файл задания для идентификации объекта***

```

%%Идентификация объекта:
%Устройство с ПИД- и ОР-регуляторами, ШИМ
%1-arm,2-arm Universal Bridge 1-Phase !!
clear; clc; %Стереть предыдущие результаты
Emax=220;Emin=-220;%Максимальное и минимальное воздействие на ОУ
Ts=1; %Шаг расчета лучше <= 0.001.
%% Задаем параметры модели
%Identification T1=16;T2=252;RHO=4.66;TAU=3.15;
T1=16;T2=252;RHO=4.66;TAU=3.15;%Параметры модели
%Параметры окружающей среды (возмущение)
Tokr=0;TokrA=0;TokrT=1200;Wokr=2*pi/TokrT;PhaseTokr=pi/2*3;%Постоя
нная составляющая, амплитуда и период изменения
Toy=0;%Начальная температура объекта (перегрет...) 131
Tstart=10;Tzad=+150;Tstart1=150;Tzad1=Tzad-
50;Tstart2=500;Tzad2=Tzad1+5;%Задание параметра и начало задания
%% Инициализация и вызов генератора обучающей и тестовой выборки
%Меню выбора стандартного задания или сигнала обучения
prompt = {'OK - Standard reference, ~=1 - To do training syg-
nal: '};
dlg_title = 'Input for continue';
num_lines = 1;
def = {'1'};
answer = cell2mat (inputdlg(prompt,dlg_title,num_lines,def));
if answer=='1'
Test_Train=1;Time_max=5500;%Режим модели: 1-подача стандартного
задания
else Test_Train=0;%Режим модели: 0-подача обуч. выборки
Tmax=150;Tmin=4;%Максимальная и минимальная длительности обучающих
импульсов
Npulses=8+1;%Кол-во импульсов внутри всплеска+1 нулевой
Wavelets=5;%Кол-во всплесков. Идеал: round(TmaxD/TminD)
ConstValue=0;%%Постоянная составляющая задающего сигнала
[Time_max]=fTrainingGen(Emax,Emin,Ts,Tmax,Tmin,Npulses,Wavelets,Co
nstValue);%Генерация выборки в файле TrainingInput.mat
end;
%% Оптимальный регулятор
K2=1/RHO;EPS0=Tzad-Toy;Iterations=500;%К-во итераций в блоке While
%% Симуляция
%Возмущение с помощью Repeating Sequence Interpolated
RSIoutput=[3 -2 1 2 -1].';%[3 -2 1 2 -1].' Vector of output val-

```

```

ues,
RSItime=[50 100 400 1000 2000].';%Vector of time values,
RSIsample=10;%90;%Sample time = 400
% -----
Trpwm=T1/16;Frpwm=1/(2*Trpwm);%Trpwm=T1/16;hmin=Trpwm;%Период ШИМ. Минимальный шаг регулирования и его дискретность
BufferSize=4096;%Емкость буфера линии задержки в модели объекта
    Identification_OVEN;%Загрузить
    sim Identification_OVEN;%Моделировать
%Меню перехода к формированию обучающей выборки или просмотра
% prompt = {'OK - simulate&STOP, ~=1 - convert files and start
NNTOOL'};
% dlg_title = 'Input for continue';
% num_lines = 1;
% def = {'1'};
% answer = cell2mat (inputdlg(prompt,dlg_title,num_lines,def));
% if answer =='1'
%     finish;
% end;
%% Конвертируем выходные файлы Simulink в клеточные массивы
% clear;clc;%Очистить память
% bdclose;%Закрыть окно модели
% fMat2NetConverter;%Преобразование файлов
%% Работа с нейросетью
% nnstart%Запуск нейро-тулбокса
%% Визуализация
load referenceInputT;referenceTime=referenceInput.time;
referenceInput=referenceInput.data;
plot(referenceTime,referenceInput);grid on;
xlabel('t, с');ylabel('U, В'); title(['Обучающий вход' ]);%axis([0
Time_max (Tokr-5) (max1+5)]);
Time=Results.time;maxTime=length(Results.time);
% Tlim1=Tzad*(1-
0.01*EPS0/Tzad);Tlim2=Tzad*(1+0.01*EPS0/Tzad);%Маркеры допуска
tD0=0;tD1=600;%Отображаемый фрагмент времени
figure(1);%=====
subplot (2,1,1); plot(Time, Results.signals(1, 1).values(
1:maxTime), 'LineWidth',2);
grid on;axis([tD0 tD1 -5 160]); title(['Задающее воздействие' ]);
ylabel ('В');
subplot (2,1,2);
plot(Time, Results.signals(1,2).values(1:maxTime,1),'-',Time, Re-
sults.signals(1, 2).values(1:maxTime, 2), '--', Time, Results.
signals(1, 2).values(1:maxTime, 3),'-','LineWidth',2);
legend('ОУ','NARX1','NARX2',4); xlabel('t, с');ylabel('град. С');
title(['Переходный процесс: объект и модели' ]);grid on;axis([0
3000 -5 700]); % text(50, (Tlim1-5), ['\Delta', 'ПИД=',
num2str(PereReg, '% 10.2f'), '%' ],'FontSize', 12); legend
('Задание', 'ОУ','1','2',4);
% %text(500, (Tlim1*0.5), ['hp=',num2str(hp, '%
10.0f')], 'FontSize',12);
% line([0 max(Time)],[Tlim1 Tlim1], 'Marker', '.' , 'LineStyle'
, ':'); line([0 max(Time)],[Tlim2 Tlim2], 'Marker', '.'

```

```

,'LineStyle' , ':');
figure(2);%=====
% plot (ScopeData2.time, ScopeData2.signals.values, 'LineWidth'
,3);xlabel('t , с');ylabel('U , В'); title(['Сигналы на выходе
идеальных регуляторов' ]);
% grid on;legend('ПИД','ОП',1);%axis([tD0 tD1 (Emin-5) (Emax+5)]);
% figure(3);%=====
% subplot (2,1,1);plot(U_PWM.time,U_PWM.signals(1,1).values);grid
on;title(['ШИМ-сигнал с выхода ПИД-регулятора
(','ConverterName,')']);ylabel('U, В');axis([tD0 tD1 (Emin-5)
(Emax+5)]);
% subplot (2,1,2);plot(U_PWM.time,U_PWM.signals(1,2).values);grid
on;title(['ШИМ-сигнал с выхода оптимального регулятора
(','ConverterName,')']);xlabel('t, с');ylabel('U, В');axis([tD0 tD1
(Emin-5) (Emax+5)]);
figure(4);%=====
% plot(Time, ScopeData.signals.values(1:maxTime,1),'--',Time,
y_PWM.signals.values(1:maxTime,1),':', Time,
y_PWM.signals.values(1:maxTime,2),'-', 'LineWidth',2);
% title(['Переходный процесс с ШИМ ПИД и ОП
(','ConverterName,')']);grid on;
% xlabel('t, с');ylabel('град. С'); grid on;legend('Задание'
,'ПИД','ОП',4);%axis([0 Time_max (Tokr-5) (max4+5)]);
% text(50, (Tlim1-5), ['\Delta', 'ПИД=', num2str(PereReg4, '%
10.2f'), '%' ], 'FontSize',12);
% line([0 max(Time)], [Tlim1 Tlim1], 'Marker', '.', 'LineStyle',
':'); line([0 max(Time)], [Tlim2 Tlim2], 'Marker', '.',
'LineStyle', ':');

```



# НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**Володимир Павлович Войтенко**

## **КВАЗІОПТИМАЛЬНІ ПРОМИСЛОВІ РЕГУЛЯТОРИ З НЕЙРОІДЕНТИФІКАЦІЄЮ ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ**

**Монографія**

Літературний редактор	Л.М.Сила
Коректор	О.С.Смєлова
Комп'ютерна верстка і макетування	В.П.Войтенко

Підписано до друку .04.2013 р. Формат 60x86/16. Друк різнограф.

Гарнітура Times New Roman.

Умов. друк. арк. 12,5. Обл.-вид. арк. – 5,6.

Тираж 300 пр. Замовлення № xxx/13.

Редакційно-видавничий відділ Чернігівського державного технологічного  
університету. Вул. Шевченка, 95, м. Чернігів, 14027, Україна.

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного реєстру  
видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції  
Серія ДК № 840 від 04.03.2002 р.