

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Самарский государственный технический университет»

На правах рукописи

Джабасова Дарья Назымбековна

**РАЗРАБОТКА БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО СЛЕДЯЩЕГО  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ  
ДВИГАТЕЛЕМ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

**Диссертация на соискание  
ученой степени кандидата технических наук**

Научный руководитель:  
доктор технических наук,  
доцент Стариков А. В.

Самара 2017

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
1 Обзор математических моделей асинхронных двигателей и принципов построения следящих электроприводов на их основе.....	12
1.1 Существующие математические модели асинхронного двигателя при частотном и векторном управлении.....	12
1.2 Обзор принципов функционального и структурного построения следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями .....	18
1.3 Известные методики синтеза регуляторов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями .....	23
1.4 Выводы по первой главе.....	27
2 Структурно-параметрический синтез аналогового прототипа следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	28
2.1 Выбор структурного построения следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.....	28
2.2 Параметрический синтез регуляторов пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным.....	49
2.3 Компьютерное моделирование аналогового прототипа пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем .....	58
2.4 Параметрический синтез регуляторов четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем .....	61
2.5 Компьютерное моделирование аналогового прототипа четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным	

исполнительным двигателем.....	70
2.6 Выводы по второй главе.....	75
3 Исследование влияния квантования по времени и уровню на свойства следящего электропривода с асинхронным исполнительным .....	76
3.1 Структурные схемы разработанных вариантов быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем при цифровой технической реализации .....	76
3.2 Дискретные передаточные функции непрерывной части следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом экстраполятора нулевого порядка.....	80
3.3 Дискретные передаточные функции разработанных вариантов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями .....	85
3.4 Оценка адекватности разработанных математических моделей цифровых следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями .....	93
3.5 Влияние квантования по уровню на характеристики цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем .....	98
3.6 Выводы по третьей главе.....	107
4 Техническая реализация и экспериментальные исследования разработанного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.....	108
4.1 Описание экспериментальных установок.....	108
4.2 Расчет параметров регуляторов и их техническая реализация в экспериментальных установках.....	115
4.3 Результаты натурных экспериментов по определению быстродействия разработанных вариантов следящих электроприводов .....	120
4.4 Выводы по четвертой главе.....	123
Заключение.....	124

Библиографический список.....	126
Приложения.....	135
Приложение 1. Акт об использовании результатов диссертационной работы Джабасовой Д.Н. в ЗАО «Стан–Самара» .....	136

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность работы**

Асинхронные электродвигатели обладают прекрасными эксплуатационными характеристиками и отличаются от других типов двигателей конструктивной простотой и высокой надежностью. Сфера применения асинхронных двигателей обширна: металлорежущие станки, подъёмно-транспортные машины, транспортёры, насосы и вентиляторы. Однако в следящих электроприводах предпочтение отдают синхронным машинам, работающим в режиме бесколлекторных двигателей постоянного тока или вентильных двигателей. Это объясняется тем, что в случае применения синхронной машины с постоянными магнитами на роторе проще добиться высокого быстродействия.

Поэтому разработка быстродействующих следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями является актуальной задачей. При этом следует отметить, что увеличение быстродействия следящих электроприводов позволяет повысить динамическую точность прецизионных станков и промышленных роботов.

Применение асинхронных электродвигателей в электроприводах главного движения металлорежущих станков также даёт определенные преимущества, связанные с их конструктивной простотой и надежностью. Однако в обрабатывающих центрах, оснащенных механизмом смены инструмента, как правило, необходима функция углового позиционирования привода главного движения. Поэтому применение для этой цели быстродействующего следящего электропривода весьма актуально.

Решить проблему повышения быстродействия следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями старыми методами невозможно. Поэтому поиск новых подходов к структурному построению и разработка новых методик параметрического синтеза регуляторов является актуальной задачей.

Все современные электроприводы являются цифровыми устройствами, следовательно, также актуальной будет разработка математических моделей следя-

щих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями, учитывающих дискретный характер передачи управляющих воздействий.

### **Степень разработанности проблемы**

Многие российские и иностранные ученые: А.С. Анучин, А.А. Булгаков, И.Я. Браславский, А.Б. Виноградов, Ю.Н. Калачев, В.Г. Каширских, В.И. Изичев, С.А. Ковчин, В.Ф. Козаченко, А.Е. Козярук, В.Г. Макаров, В.Н. Мещеряков, Г.Б. Онищенко, О.И. Осипов, Л.П. Петров, А.Д. Поздеев, В.В. Рудаков, Ю.А. Сабинин, А.С. Сандлер, О.В. Слежановский, Г.Г. Соколовский, В.М. Терехов, А.А. Усольцев, И.И. Эпштейн, В.К. Vose, J. Holts, W. Leonard и другие, – посвятили свои работы электроприводам с асинхронными исполнительными двигателями [1 – 41].

При построении следящих электроприводов с исполнительными двигателями переменного тока (синхронными или асинхронными) традиционно используют принципы векторного управления, причем структурная схема таких электроприводов представляет собой систему подчиненного регулирования (СПР). Однако, быстродействие известных следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями очень низкое. Действительно, время переходного процесса по управляющему воздействию в электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control [42] составляет порядка 2 секунд. Основная причина невысокого быстродействия традиционных следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями заключается в их структурном построении и в применяемой методике синтеза регуляторов СПР [14, 35, 43].

В публикациях можно найти аналитические исследования и компьютерное моделирование, направленные на создание электроприводов переменного тока, использующих структурное построение многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [44]. Но методика синтеза таких систем применительно к скалярному управлению асинхронным двигателем требует больших коэффициентов передачи регуляторов, что проблематично в условиях цифровой технической реализации.

Следует отметить, что математические модели асинхронного двигателя при скалярном частотном и векторном управлении отличаются друг от друга [25, 34, 35, 45]. При этом в известных работах нет дискретных математических моделей асинхронного двигателя, учитывающих квантование по времени и применяемый экстраполятор, ни при одном способе управления.

С учетом сказанного сформулированы цель и задачи исследования.

**Целью диссертационной работы** является повышение быстродействия следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Провести обоснованный выбор структурного построения, обеспечивающего повышение быстродействия следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем при отработке управляющих воздействий.
2. Разработать методику и алгоритм параметрического синтеза регуляторов, учитывающие особенности структурного построения следящего электропривода.
3. Разработать дискретную математическую модель асинхронного двигателя и силового преобразователя при векторном управлении с учетом процесса квантования по времени и экстраполятора нулевого порядка.
4. Найти дискретные передаточные функции цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.
5. Провести исследования влияния дискретизации по времени и уровню на свойства цифрового следящего электропривода с асинхронным двигателем.
6. Создать экспериментальную установку и проверить работоспособность и быстродействие разработанного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.

**Объектом исследования** является электротехническая система следящего электропривода.

**Предметом исследования** является следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем.

## **Методы решения**

В работе использовались методы теории электропривода, электрических машин, непрерывного прототипа, z-преобразования, решения систем алгебраических уравнений, численного моделирования в программной среде «Matlab Simulink».

## **Научная новизна**

1. Предложены новые способы структурного построения следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями, отличающиеся от известных совокупностью обратных связей и типов регуляторов.

2. Разработана методика параметрического синтеза регуляторов, отличающаяся аналитическими зависимостями расчета настроек, обеспечивающих повышение быстродействия следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.

3. Разработана математическая модель асинхронного двигателя в совокупности с силовым преобразователем и исполнительным механизмом, отличающаяся учетом квантования по времени, вида экстраполятора и способа управления двигателем.

4. Получены дискретные передаточные функции цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, отличающиеся учетом особенностей структурного построения электропривода.

## **Практическая значимость результатов работы**

1. Разработана методика синтеза быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, простая в инженерном применении.

2. Получена математическая модель цифрового следящего электропривода, позволяющая на этапе проектирования сформулировать требования к вычислительной мощности микроконтроллера.

**Достоверность** полученных результатов подтверждается хорошим совпадением расчетов с данными натуральных экспериментов.

### **Реализация результатов работы**

Основные результаты работы были использованы в ЗАО «Стан-Самара» (г. Самара) в проектно-конструкторской работе при обосновании возможности использования асинхронного электродвигателя в приводе шпинделя координатно-расточного станка, что подтверждается актом внедрения.

### **Апробация работы**

Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на Международной научно-технической конференции «Пром-Инжиниринг' 2017» (г. Санкт-Петербург, 2017) и XXIV Международной научной конференции «Технические науки – от теории к практике» (г. Санкт-Петербург, 2017).

### **Публикации**

По теме диссертации опубликованы 6 печатных работ общим объемом 2,37 п.л., в том числе 3 статьи в ведущих рецензируемых научных журналах и изданиях из перечня ВАК РФ и 2 патента на изобретения.

### **На защиту выносятся:**

1. Методика и алгоритмы параметрического синтеза регуляторов быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.
2. Математическая модель совокупности силового преобразователя, асинхронного двигателя и исполнительного механизма с учетом квантования по времени и экстраполятора нулевого порядка.
3. Дискретная математическая модель разработанного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.
4. Результаты вычислительных и натурных экспериментов по исследованию быстродействия цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.

### **Структура и объем работы**

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка и приложения. Основная часть работы изложена на 125 страницах

машинописного текста, иллюстрирована 65 рисунками и 3 таблицами. Библиографический список содержит 84 наименования на 9 страницах.

### **Содержание работы**

**Во введении** дано обоснование актуальности задачи разработки быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, сформулированы цель и задачи исследования, отмечена научная новизна и практическая значимость диссертационной работы.

**В первой главе** рассмотрены известные математические модели асинхронного двигателя при скалярном частотном и векторном управлении. Произведен обзор принципов функционального и структурного построения следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями. Рассмотрены три основных типа построения следящих электроприводов переменного тока: система векторного подчиненного регулирования и двухконтурная и трехконтурная системы с одной измеряемой координатой и скалярным частотным управлением. Приведены аналитические зависимости для расчета регуляторов известных электроприводов переменного тока. Проанализированы данные о быстродействии следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями.

**Во второй главе** произведен выбор структурного построения следящего электропривода и принципа управления асинхронным двигателем, обеспечивающим повышение быстродействия при отработке управляющих воздействий. Показано, что при скалярном частотном управлении достичь времени переходного процесса меньше, чем 0,5 секунды, проблематично. Предложены четырехконтурный и пятиконтурный варианты следящего электропривода с векторным управлением асинхронным двигателем. Найдены передаточные функции аналоговых прототипов четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов. Получены аналитические зависимости настроек регуляторов и разработаны на их основе методики и алгоритмы параметрического синтеза, обеспечивающие повышение быстродействия следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями. Приведены результаты компьютерного моделирования, под-

тверждающие высокое быстродействие аналоговых прототипов разрабатываемых вариантов электроприводов.

**В третьей главе** разработаны структурные схемы предложенных вариантов следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем при цифровой технической реализации с учетом квантования по времени. Найдены дискретные передаточные функции асинхронного двигателя в совокупности с силовым преобразователем и исполнительным механизмом с учетом экстраполятора нулевого порядка при векторном управлении. Найдены дискретные передаточные функции четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов для различных типов применяемых регуляторов тока, позволяющие на этапе проектирования сформулировать требования к вычислительной мощности микроконтроллера, предназначенного для реализации привода. Проведена оценка адекватности полученных дискретных математических моделей разработанных вариантов следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. Исследовано влияние квантования по времени и уровню на быстродействие предложенных следящих электроприводов.

**В четвертой главе** приведено описание экспериментальных установок на базе частотного преобразователя Micromaster 440 с асинхронным двигателем 1LA7060-4AB10-Z и электропривода Simovert Masterdrives Motion Control с синхронным исполнительным двигателем 1FK7060-5AF71. Разработаны функциональные схемы, позволяющие реализовать предложенные варианты четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов на этих устройствах с помощью внутренних программируемых контроллеров и ВІСО-технологии программирования. Приведены списки параметров и их значений, необходимые для реализации четырехконтурного следящего электропривода на Micromaster 440 и Simovert Masterdrives Motion Control. Приведены также результаты натурных испытаний, показывающие, что в разработанном следящем электроприводе время переходного процесса не превышает 0,12 с.

# 1 ОБЗОР МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ИХ ОСНОВЕ

## 1.1 Существующие математические модели асинхронного двигателя при частотном и векторном управлении

В настоящее время в регулируемых и следящих электроприводах в основном применяют асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, поэтому в предстоящем обзоре ограничимся лишь математическими моделями такого типа двигателей. При этом будем помнить, что в замкнутых системах управления электроприводов с асинхронными двигателями используют как скалярное, так и векторное управление [25, 34, 35]. Оба эти способа базируются на одном и том же математическом представлении асинхронного двигателя в виде обобщенной двухфазной машины (рисунок 1.1), но в конечном итоге отличаются видом передаточных функций, применяемых при синтезе регуляторов электропривода [25, 35].

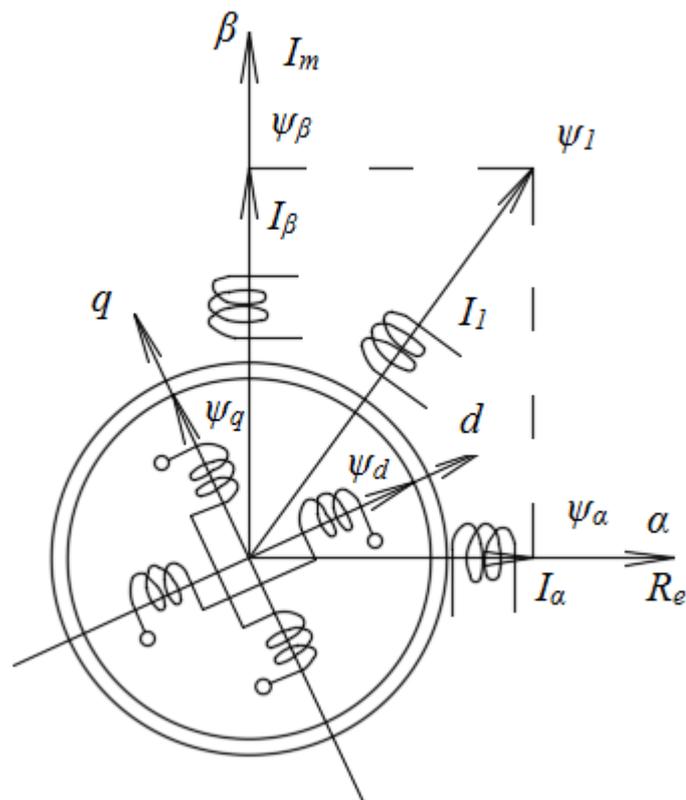


Рисунок 1.1 – Традиционная расчетная схема обобщенной двухфазной машины

В общем случае для асинхронного короткозамкнутого электродвигателя с числом  $m_1$  фаз обмотки статора и количеством  $Z_n$  пар полюсов система уравнений движения при скалярном частотном управлении выглядит следующим образом [25]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1X}}{dt} &= U_{1X} - \frac{R_1 L'_2}{\Delta} \psi_{1X} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2X} + \omega_0 \psi_{1Y}; \\ \frac{d\psi_{1Y}}{dt} &= U_{1Y} - \frac{R_1 L'_2}{\Delta} \psi_{1Y} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2Y} - \omega_0 \psi_{1X}; \\ \frac{d\psi_{2X}}{dt} &= -\frac{R'_2 L_1}{\Delta} \psi_{2X} + \frac{R'_2 L_0}{\Delta} \psi_{1X} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2Y}; \\ \frac{d\psi_{2Y}}{dt} &= -\frac{R'_2 L_1}{\Delta} \psi_{2Y} + \frac{R'_2 L_0}{\Delta} \psi_{1Y} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2X}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2J_{np} \Delta} (\psi_{1Y} \psi_{2X} - \psi_{1X} \psi_{2Y}) - \frac{1}{J_{np}} M_c, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

где  $\psi_{1X}$  и  $\psi_{1Y}$  – проекции вектора потокосцепления статора в ортогональной системе координат  $Oxy$ , вращающейся со скоростью магнитного поля;  $U_{1X}$  и  $U_{1Y}$  – проекции изображающего вектора напряжения в той же системе координат;  $\psi_{2X}$  и  $\psi_{2Y}$  – соответствующие проекции вектора потокосцепления ротора;  $L_1$  и  $R_1$  – индуктивность и активное сопротивление цепи статора;  $L'_2$  и  $R'_2$  – приведенные индуктивность и активное сопротивление цепи ротора;  $L_0$  – взаимная индуктивность;  $\omega_0$  – угловая скорость вращения магнитного поля;  $\omega$  – угловая частота вращения ротора;  $J_{np}$  – приведенный момент инерции ротора;  $m_1$  – число фаз электродвигателя;  $Z_n$  – число пар полюсов;  $M_c$  – момент сопротивления на валу электродвигателя;  $\Delta = L_1 L'_2 - L_0^2$ .

Для получения передаточных функций асинхронного двигателя по отношению к управляющему и возмущающему воздействиям обычно в системе (1.1) переходят к операторной форме записи [45] и учитывают закон регулирования напряжения в функции частоты. Если в частотном преобразователе используется

линейный закон регулирования (что наиболее рационально для следящего электропривода)

$$U_{1X} = U_{1Y} = k_{U1} f_1 + U_{np},$$

где  $k_{U1}$  – коэффициент пропорциональности,  $U_{np}$  – начальное превышение напряжения, необходимое, например, для компенсации падения напряжения на активном сопротивлении статора,

то систему уравнений (1.1) можно переписать в следующем виде [45, 46]

$$\left. \begin{aligned} (T_1 p + 1) \psi_{1X} &= T_1 U_{1X} + \frac{L_0}{L_2} \psi_{2X} + T_1 \omega_0 \psi_{1Y}; \\ (T_1 p + 1) \psi_{1Y} &= T_1 U_{1Y} + \frac{L_0}{L_2} \psi_{2Y} - T_1 \omega_0 \psi_{1X}; \\ (T_2 p + 1) \psi_{2X} &= \frac{L_0}{L_1} \psi_{1X} + T_2 (\omega_0 - \omega) \psi_{2Y}; \\ (T_2 p + 1) \psi_{2Y} &= \frac{L_0}{L_1} \psi_{1Y} - T_2 (\omega_0 - \omega) \psi_{2X}; \\ J_{np} p \omega &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2\Delta} (\psi_{1Y} \psi_{2X} - \psi_{1X} \psi_{2Y}) - M_c; \\ U_{1X} &= k_{U1} f_1 + U_{np}; \\ U_{1Y} &= k_{U1} f_1 + U_{np}; \\ \omega_0 &= \frac{2\pi f_1}{Z_n}, \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

где  $p$  – оператор дифференцирования;  $T_1 = \frac{\Delta}{R_1 L_2}$ ,  $T_2 = \frac{\Delta}{R_2 L_1}$  – электромагнитные постоянные времени цепей статора и ротора.

Системе уравнений (1.2) соответствует нелинейная структурная схема асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении (рисунок 1.2). Нелинейность структурной схемы и систем уравнений (1.1) и (1.2) определяется в основном наличием операций умножения переменных. Линеаризация системы (1.2), а также и структурной схемы в окрестностях рабочей точки, которая характеризуется значениями проекций потокосцеплений  $\psi_{1X0}$ ,  $\psi_{1Y0}$ ,  $\psi_{2X0}$  и  $\psi_{2Y0}$ , позволяет

найти упрощенные передаточные функции асинхронного двигателя по отношению к управляющему воздействию [45]

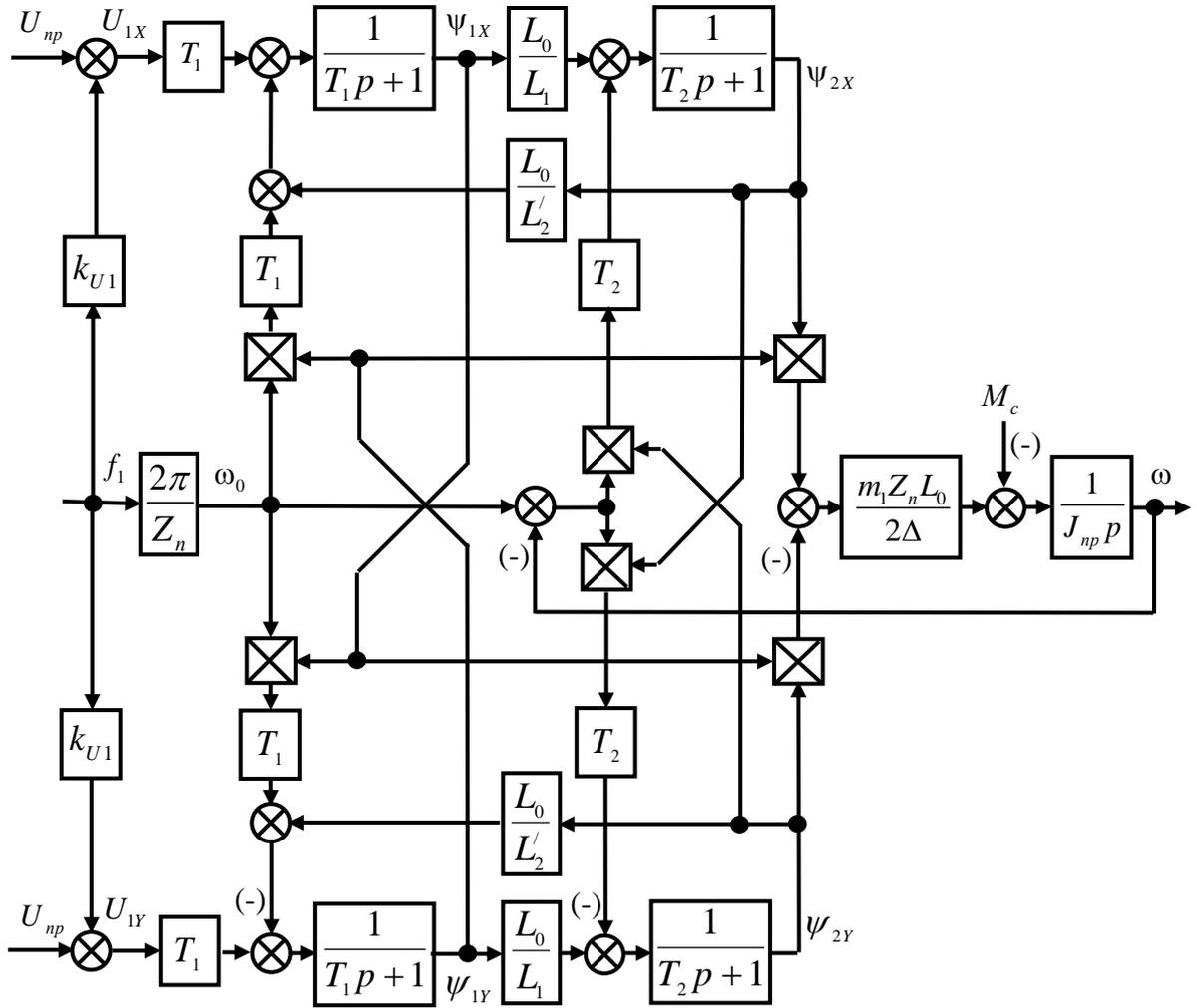


Рисунок 1.2 – Нелинейная структурная схема асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении

$$W_{\text{дв}3}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{k_{\text{дв}3} \left( \frac{T_1}{k_{\text{дв}3}} p + 1 \right)}{T_3 T_M T_1 p^3 + \frac{T_3 T_M (T_1 + T_2)}{T_2} p^2 + \left[ T_1 + \frac{T_3 T_M}{T_2} \left( 1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2} \right) \right] p + 1},$$

где  $k_{\text{дв}3} = 1 + \frac{T_1 [\psi_{1x0}^2 + \psi_{1y0}^2 + k_U (\psi_{1y0} - \psi_{1x0})] L_0}{T_2 (\psi_{1x0} \psi_{2x0} + \psi_{1y0} \psi_{2y0}) L_1}$ ;  $k_U = \frac{U_{1н}}{\omega_{0н}}$ ;

$$T_{\text{Э}}T_M = \frac{2\Delta J}{m_1 Z_n L_0 (\Psi_{1X0}\Psi_{2X0} + \Psi_{1Y0}\Psi_{2Y0})}; \quad p - \text{ комплексная переменная,}$$

или с учетом того, что входной координатой является частота  $f_1$  напряжения на статорных обмотках

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{\text{дв}} \left( \frac{T_1}{k_{\text{дв}^3}} p + 1 \right)}{T_{\text{Э}}T_M T_1 p^3 + \frac{T_{\text{Э}}T_M (T_1 + T_2)}{T_2} p^2 + \left[ T_1 + \frac{T_{\text{Э}}T_M}{T_2} \left( 1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right) \right] p + 1}, \quad (1.3)$$

$$\text{где } k_{\text{дв}} = \frac{2\pi}{Z_n} \left\{ 1 + \frac{T_1 \left[ \Psi_{1X0}^2 + \Psi_{1Y0}^2 + \frac{k_{U1} Z_n}{2\pi} (\Psi_{1Y0} - \Psi_{1X0}) \right] L_0}{T_2 (\Psi_{1X0}\Psi_{2X0} + \Psi_{1Y0}\Psi_{2Y0}) L_1} \right\}; \quad k_{U1} = \frac{U_{1н} - U_{нр}}{f_{1н}}.$$

Передаточная же функция асинхронного двигателя по отношению к возмущающему воздействию – моменту нагрузки будет равна [45]

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{\frac{T_{\text{Э}}T_M \left( 1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right)}{J_{нр} T_2} \left( \frac{T_1 T_2}{1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}} p^2 + \frac{T_1 + T_2}{1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}} p + 1 \right)}{T_{\text{Э}}T_M T_1 p^3 + \frac{T_{\text{Э}}T_M (T_1 + T_2)}{T_2} p^2 + \left[ T_1 + \frac{T_{\text{Э}}T_M}{T_2} \left( 1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right) \right] p + 1}. \quad (1.4)$$

Известные передаточные функции (1.3) и (1.4) можно использовать при синтезе и анализе систем управления электроприводов со скалярным частотным управлением.

Уравнения (1.1) и (1.2) записаны в системе координат, вращающейся вместе с магнитным полем статора. Существует также математические описания асинхронного двигателя при частотном управлении в неподвижной системе координат  $O\alpha\beta$ , связанной с обмотками статора обобщенной двухфазной машины [34] или трехфазного короткозамкнутого двигателя [34]. Причем использование той или иной системы координат определяется поставленными целями исследования.

Следует отметить особенность асинхронного двигателя как объекта скалярного частотного управления, которая заключается в значительном увеличении

инерционности при переходе к низким скоростям вращения [46]. Однако, применение начального превышения напряжения  $U_{np}$  позволяет ускорить протекание динамических процессов в двигателе [46].

Принципиально отличается математическая модель асинхронного двигателя от приведенных выше формул, при векторном управлении, когда регуляторы системы формируют требуемые компоненты векторов напряжения, тока и потокосцепления электрической машины, например, с помощью векторного модулятора и силового преобразователя [1, 9, 10, 34, 35]. В этом случае модель существенно упрощается, и структурную схему асинхронного двигателя как объекта управления можно представить следующим образом (рисунок 1.3) [35].

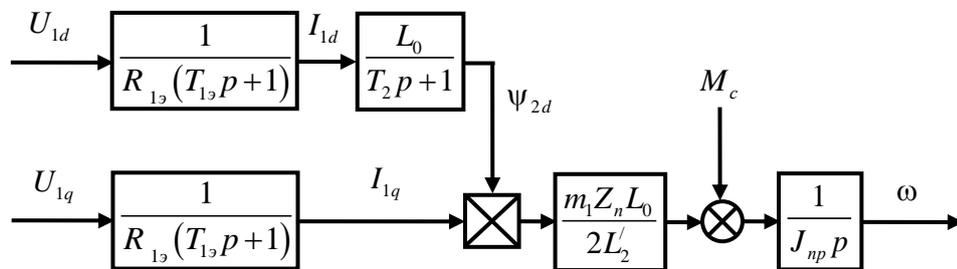


Рисунок 1.3 – Структурная схема асинхронного двигателя в системе векторного управления

Математическая модель составлена в системе координат  $Odq$ , вращающейся вместе с ротором. Следует также отметить, что структурная схема составлена в предположении, что в системе векторного управления осуществляется компенсация так называемых перекрестных связей, а фактически компенсация электродвижущей силы, наводимой в электрических цепях статора и ротора. На схеме появи-

лись новые обозначения:  $R_{1s} = R_1 + R_2' \left( \frac{L_0}{L_2} \right)^2$  и  $T_{1s} = \frac{T_1 R_1}{R_1 + R_2' \left( \frac{L_0}{L_2} \right)^2}$  – эквивалент-

ные сопротивление и постоянная времени цепи статора.

При синтезе регуляторов системы векторного управления, которая строится по принципам подчиненного регулирования координат, не требуется определения

общей передаточной функции асинхронного двигателя, связывающей, например, скорость вращения  $\omega$  с проекцией вектора напряжения  $U_{1q}$ . Поэтому представление математической модели асинхронного двигателя в виде структурной схемы (рисунок 1.3) является более чем достаточным.

Все современные электроприводы, в том числе и с асинхронными исполнительными двигателями, реализуются средствами цифровой техники на микроконтроллерах и микропроцессорах. Тем не менее, невозможно найти в известных публикациях математических моделей асинхронного двигателя, учитывающего дискретный характер передачи управляющих воздействий.

## 1.2 Обзор принципов функционального и структурного построения следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями

Подавляющее большинство следящих электроприводов, в том числе и с асинхронными исполнительными двигателями, строятся по принципам систем подчиненного регулирования (СПР) координат [25, 35, 43]. При этом функционально следящий электропривод представляет собой совокупность регулятора положения, регулируемого электропривода (электропривода стабилизации скорости) и исполнительного механизма, оснащенного датчиком линейного или углового положения (рисунок 1.4) [25].



Рисунок 1.4 – Функциональная схема следящего электропривода

Основной целью следящего электропривода является отработка выходной координатой  $x$  задающего воздействия  $x_3$  с наименьшей динамической и статической ошибкой.

Современный регулируемый электропривод с асинхронным исполнительным двигателем традиционно представляет собой систему векторного управления, функциональная схема которого приведена на рисунке 1.5 [25]. Базовый вариант такого электропривода содержит следующие элементы: преобразователь частоты ПЧ, оснащенный комплектом трансформаторов тока; асинхронный двигатель  $M$  со встроенными в воздушный зазор между статором и ротором датчиками Холла; датчик скорости  $BR$ ; датчик потокосцепления ДЧ; датчик тока ДТ; тригонометрический анализатор ТА; преобразователи координат ПК1 и ПК2; регуляторы скорости РС, потока РЧ и тока РТ1 и РТ2; блок коррекции БК и преобразователь фаз ПФ.

Принцип работы рассматриваемого электропривода с асинхронным исполнительным двигателем основан на векторном представлении таких величин как напряжение, ток, электродвижущая сила (ЭДС) и потокосцепление. Если предположить, что системе управления строго выдерживается требуемая величина (модуль) вектора потокосцепления ротора  $\vec{\psi}_2$ , направленного всегда по оси  $d$  системы координат  $0dq$ , вращающейся вместе с ротором, то можно организовать раздельное управление потокосцеплением и моментом двигателя. Причем проекция тока статора  $I_{1d}$  регулирует величину потокосцепления ротора  $\vec{\psi}_2$ , а проекция  $I_{1q}$  – электромагнитный момент асинхронного двигателя.

Датчики Холла, расположенные по взаимно перпендикулярным осям  $\alpha$  и  $\beta$  и привязанные к обмоткам статора (см. рисунок 1.1), на своем выходе формируют сигналы  $\psi_{0\alpha}$  и  $\psi_{0\beta}$ , пропорциональные проекциям основного потокосцепления  $\vec{\psi}_0$  электрической машины на неподвижную систему координат  $0\alpha\beta$ .

Датчик потокосцепления ДЧ является подпрограммой для расчета проекций  $\psi_{2\alpha}$  и  $\psi_{2\beta}$  потокосцепления ротора на неподвижную систему координат  $0\alpha\beta$  [25]:



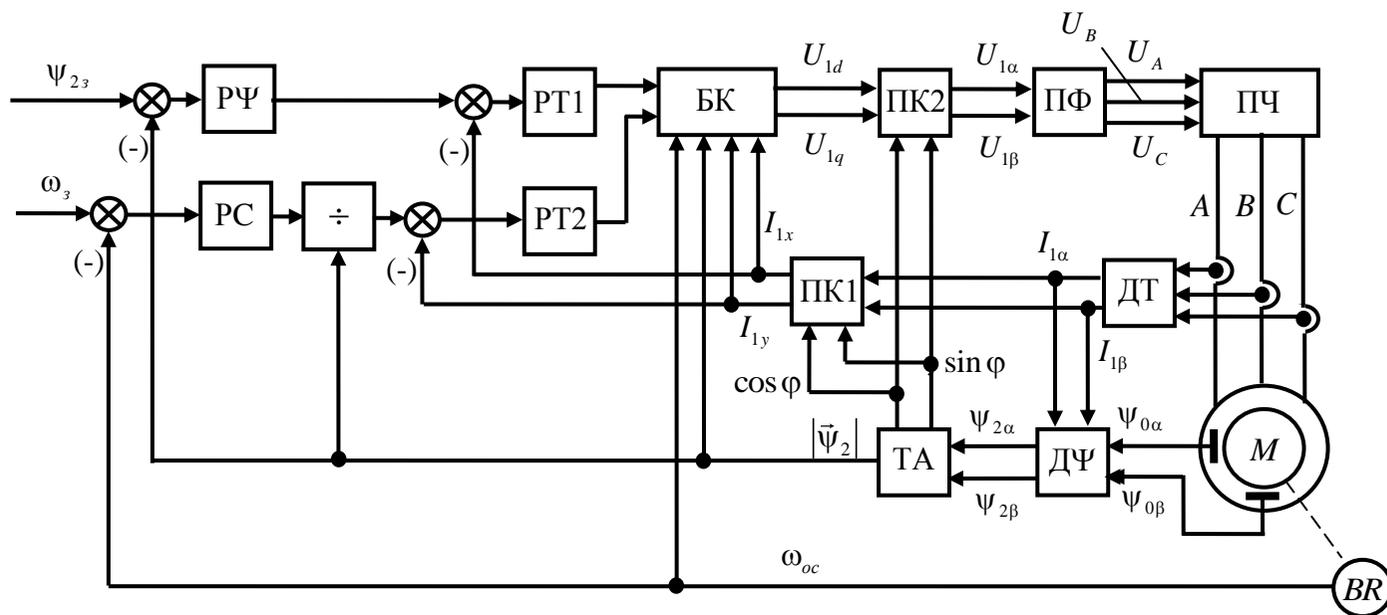


Рисунок 1.5 – Функциональная схема базового варианта системы векторного управления асинхронным двигателем

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2\alpha} &= \frac{L'_2}{L_0} \Psi_{0\alpha} - (L'_2 - L_0) I_{1\alpha}; \\ \Psi_{2\beta} &= \frac{L'_2}{L_0} \Psi_{0\beta} - (L'_2 - L_0) I_{1\beta}, \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

где  $I_{1\alpha}$  и  $I_{1\beta}$  – проекции вектора тока статора на оси  $\alpha$  и  $\beta$ , соответственно.

Эти проекции рассчитываются с помощью подпрограммы, называемой датчиком тока ДТ, по формулам [25]

$$\left. \begin{aligned} I_{1\alpha} &= I_A - \frac{1}{2}(I_B + I_C); \\ I_{1\beta} &= \frac{\sqrt{3}}{2}(I_B - I_C), \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

где  $I_A$ ,  $I_B$  и  $I_C$  – токи в фазах  $A$ ,  $B$  и  $C$  статора, соответственно.

Тригонометрический анализатор ТА, также подпрограмма в системном программном обеспечении векторного управления, вычисляет модуль вектора потока сцепления ротора  $\vec{\Psi}_2$ , а так же направляющие синус и косинус угла  $\varphi$  поворота этого вектора относительно осей системы координат  $0\alpha\beta$ :

$$\left. \begin{aligned} |\vec{\Psi}_2| &= \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2}; \\ \sin \varphi &= \frac{\Psi_{2\beta}}{|\vec{\Psi}_2|}; \quad \cos \varphi = \frac{\Psi_{2\alpha}}{|\vec{\Psi}_2|}. \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

Расчетное значение  $|\vec{\Psi}_2|$  является сигналом обратной связи для регулятора потока сцепления РΨ.

Преобразователь координат ПК1 осуществляет по известным формулам пересчет проекций вектора тока во вращающуюся систему координат [25]

$$\left. \begin{aligned} I_{1d} &= I_{1\alpha} \cos \varphi + I_{1\beta} \sin \varphi; \\ I_{1q} &= -I_{1\alpha} \sin \varphi + I_{1\beta} \cos \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

Вычисленные значения  $I_{1d}$  и  $I_{1q}$  используются в качестве сигналов обратных связей соответствующих регуляторов тока РТ1 и РТ2.

Для организации обратной связи по скорости в электроприводах с большим диапазоном регулирования, как правило, используется датчик угла поворота (энкодер или резольвер), выходной сигнал которого дифференцируется.

Регуляторы системы векторного управления РЧ, РС, РТ1 и РТ2 также обычно выполняются программно, причем выходной сигнал регулятора потокосцепления является сигналом задания для регулятора РТ1 и соответствующего контура, регулирующего составляющую тока статора  $I_{1d}$ . Считается, что регулятор скорости вычисляет необходимое значение момента электродвигателя, поэтому для формирования заданного значения для регулятора РТ2 и контура, регулирующего величину проекции тока статора  $I_{1q}$ , выходной сигнал РС делится на модуль вектора потокосцепления ротора  $|\vec{\Psi}_2|$ .

Блок коррекции БК служит для компенсации так называемых перекрестных связей между каналами управления [1, 9, 25, 34, 35], а фактически для компенсации влияния ЭДС. Выходными сигналами БК являются проекции вектора напряжения статора  $U_{1d}$  и  $U_{1q}$  на оси вращающейся системы координат.

В базовом варианте системы векторного управления ПК2 осуществляет переход от вращающейся системы координат к неподвижной по известным формулам [25]

$$\left. \begin{aligned} U_{1\alpha} &= U_{1d} \cos \varphi - U_{1q} \sin \varphi; \\ U_{1\beta} &= U_{1d} \sin \varphi + U_{1q} \cos \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Если бы в электроприводе использовался двухфазный асинхронный двигатель, то вычисленные по формулам (1.9) значения проекций вектора напряжения  $U_{1\alpha}$  и  $U_{1\beta}$  были бы сигналами для управления преобразователем частоты.

В случае применения трехфазного асинхронного двигателя в базовом варианте системы векторного управления был предусмотрен так называемый преобразователь фаз ПФ, который осуществлял двухфазно-трехфазное преобразование и рассчитывал требуемые значения фазных напряжений

$$\left. \begin{aligned} U_A &= U_{1\alpha}; \\ U_B &= -\frac{1}{2}U_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{1\beta}; \\ U_C &= -\frac{1}{2}U_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{1\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

Вычисленные значения  $U_A$ ,  $U_B$  и  $U_C$  являются сигналами управления широтно-импульсными модуляторами, воздействующими на соответствующие транзисторы преобразователя частоты ПЧ.

Формулы (1.5) представляют собой основу вычислительных процедур, реализующих идею векторного управления скоростью асинхронного двигателя

Структурная схема базового варианта системы векторного управления [35] выглядит следующим образом (рисунок 1.6).

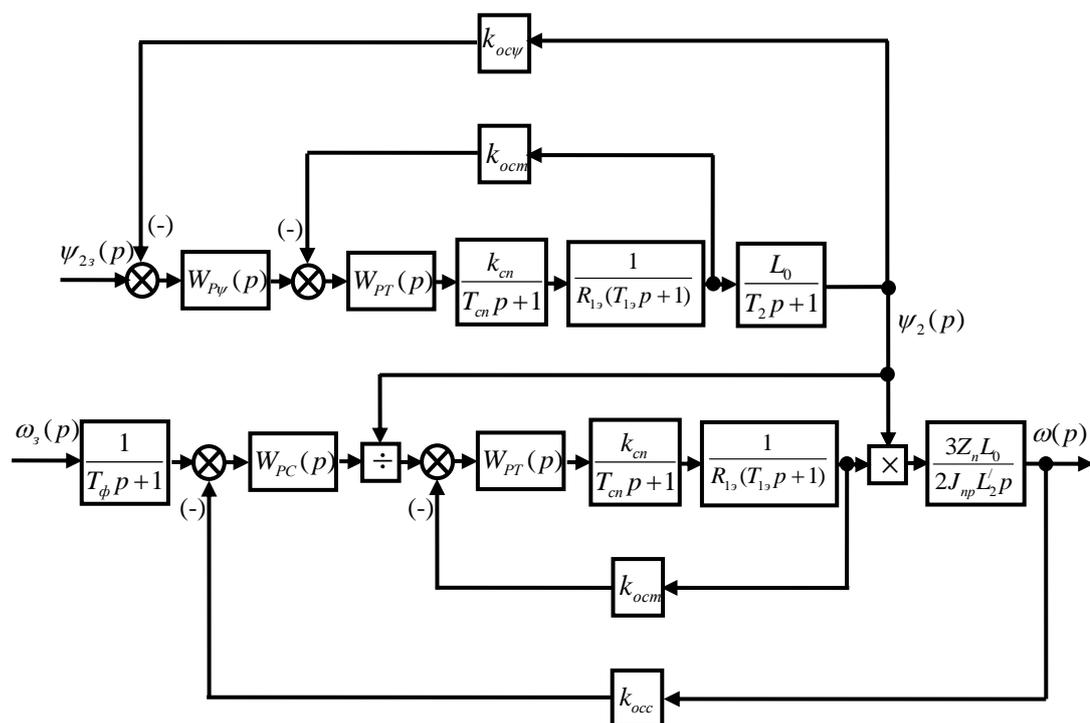


Рисунок 1.6 – Структурная схема базового варианта системы векторного управления асинхронным двигателем

Она подобна структурной схеме системы двухзонного регулирования двигателя постоянного тока [43] и содержит двухконтурную систему стабилизации потокосцепления ротора и двухконтурную систему регулирования скорости со своими за-

дающими воздействиями  $\psi_{23}$  и  $\omega_3$ . На рассматриваемой структурной схеме приняты следующие новые обозначения:  $k_{cn}$  и  $T_{cn}$  – коэффициент передачи и постоянная времени силового (частотного) преобразователя;  $W_{P\psi}(p)$ ,  $W_{PC}(p)$  и  $W_{PT}(p)$  – передаточные функции соответственно регуляторов потокосцепления, скорости и тока;  $k_{oc\psi}$ ,  $k_{occ}$  и  $k_{ocm}$  – коэффициенты передачи соответственно обратных связей по потокосцеплению, скорости и току;  $T_\phi$  – постоянная времени апериодического фильтра на входе контура скорости.

В современных электроприводах с векторным управлением отказались от применения датчиков Холла в воздушном зазоре, при этом потокосцепление ротора рассчитывают по математической модели асинхронного ротора. Кроме того, во многих частотных преобразователях [42, 47 – 49] не используют регулятор потока, полагая, что заданное значение проекции тока статора  $I_{1d3}$  совместно с соответствующим контуром регулирования обеспечит требуемое значение модуля и направление вектора потокосцепления ротора. В результате структурная схема системы стабилизации скорости асинхронного двигателя значительно упрощается (рис. 1.7).

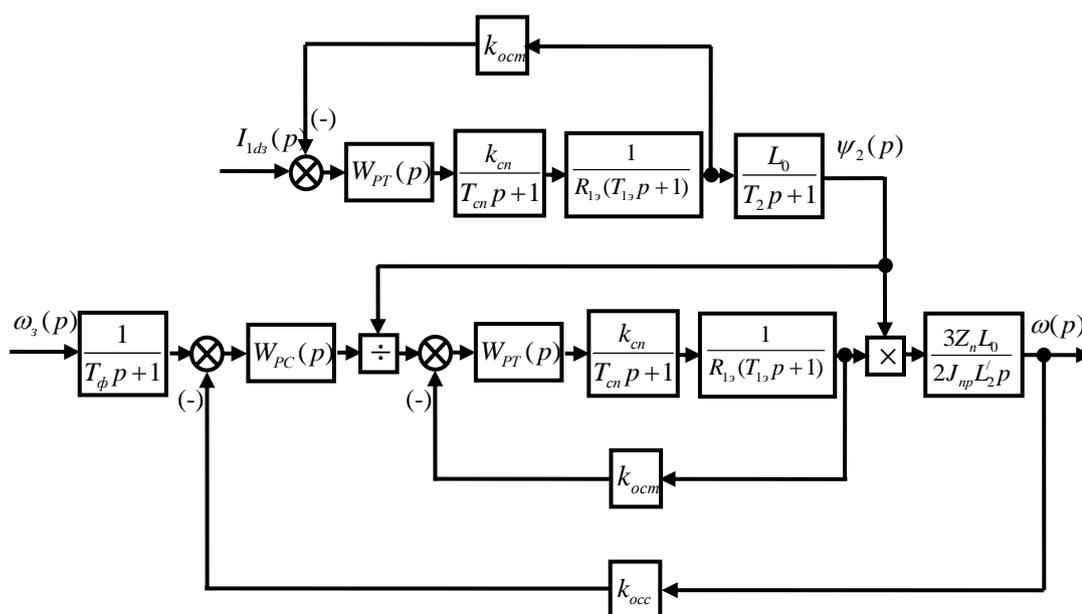


Рисунок 1.7 – Структурная схема упрощенного варианта системы векторного управления асинхронным двигателем

Если предположить, что система векторного управления описывается передаточной функцией  $W_{zc}(p)$ , а исполнительный механизм обладает абсолютной жесткостью, то структурную схему следящего электропривода с асинхронным двигателем, построенного по принципам СПР, можно представить следующим образом (рис. 1.8).

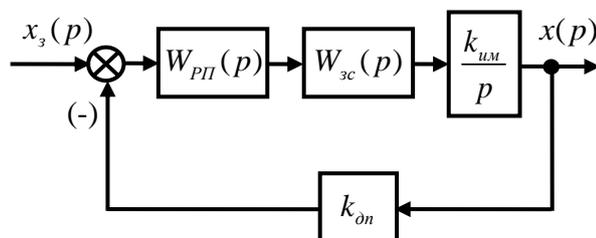


Рисунок 1.8 – Традиционная структурная схема следящего электропривода, построенного по принципам СПР

Следящий электропривод замкнут по сигналу безынерционного датчика положения с коэффициентом передачи  $k_{он}$ . Исполнительный механизм представлен интегрирующим звеном  $\frac{k_{ум}}{p}$ , а регулятор положения – передаточной функцией  $W_{PI}(p)$ .

Принципиально от рассмотренного выше отличается подход к построению следящего привода с асинхронным исполнительным двигателем (рисунок 1.9), в котором используется принцип структурного построения многоконтурных систем управления с одной измеряемой координатой (МСОИК) [44].

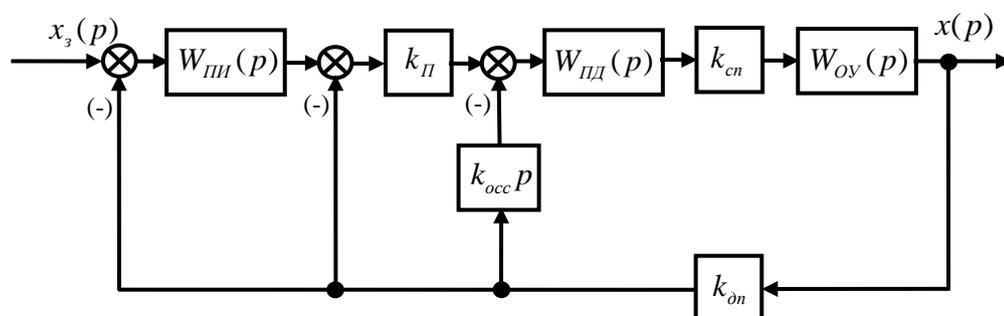


Рисунок 1.9 – Структурная схема следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, построенного по принципам МСОИК

В электроприводе можно условно выделить внутренний контур скорости и два контура положения. Контур замкнут по сигналу, получаемому посредством дифференцирования сигнала датчика положения, причем коэффициент передачи (постоянная времени) дифференцирующего звена равен  $k_{occ}$ . В контуре скорости используется пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор с передаточной функцией  $W_{ПД}(p)$ . В первом (внутреннем) контуре положения применен пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи  $k_{П}$ , а во внешнем контуре – пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор с передаточной функцией  $W_{ПИ}(p)$ . Объект управления (асинхронный двигатель с исполнительным механизмом) на структурной схеме представлен передаточной функцией  $W_{OY}(p)$ , причем следует отметить, что принципиально в рассматриваемом электроприводе используется скалярное частотное регулирование скорости двигателя.

Также применяют скалярное управление асинхронным двигателем в двухконтурном следящем электроприводе (рисунок 1.10) [50]. Структурная схема такого электропривода приведена на рисунке 1.11. Она с точностью до обозначений повторяет собой аналогичную схему так называемого структурно-минимального электропривода, разработанного для исполнительного двигателя постоянного тока. Во внешнем контуре такого следящего электропривода применен интегральный регулятор с передаточной функцией  $W_{И}(p)$ . Если сравнить структурную схему с функциональной, то можно прийти к выводу, что пропорциональный регулятор, первый и второй блоки дифференцирования, блоки умножения и выделения модуля, первый и второй сумматор, блок деления, коммутатор и блок сравнения выполняют функцию сложного ПД-регулятора. Постоянная времени дифференцирования этого регулятора изменяется функции скорости вращения вала асинхронного двигателя.

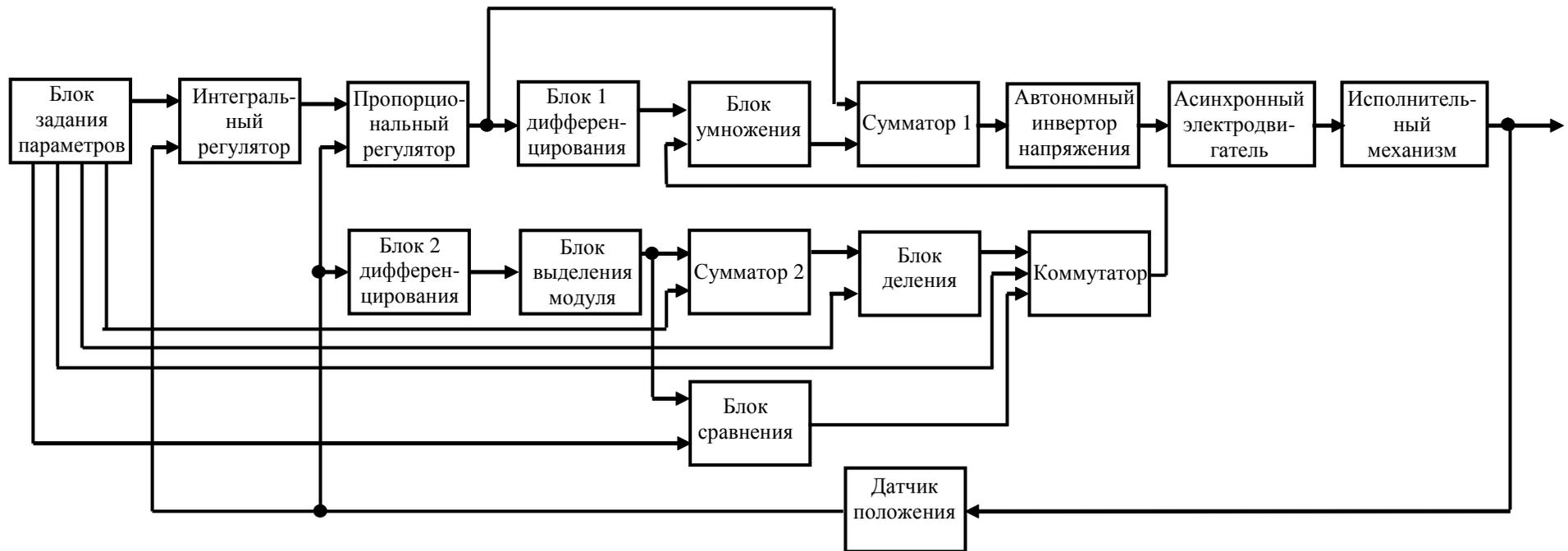


Рисунок 1.10 – Функциональная схема двухконтурного следящего электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем

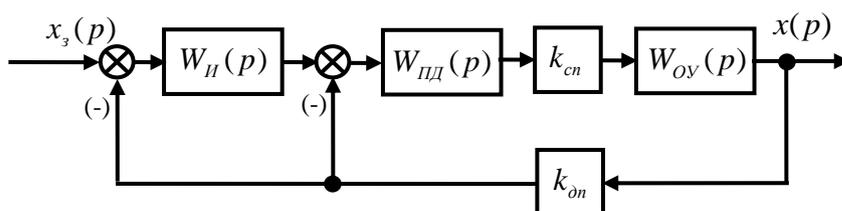


Рисунок 1.11 – Структурная схема двухконтурного следящего электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем

### 1.3 Известные методики синтеза регуляторов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями

Методика синтеза регуляторов следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем в значительной степени определяется выбором его структурного построения. Поэтому в соответствии с приведенным выше обзором, прежде всего, рассмотрим методику синтеза регуляторов электропривода, построенного по принципу СПР.

Контур тока в системе векторного управления настраиваются на технический оптимум [35]. При этом для обеспечения такого оптимума необходимы ПИ-регуляторы с передаточной функцией

$$W_{PT}(p) = \frac{R_{1\varnothing}(T_{1\varnothing}p + 1)}{2T_{\mu 1}k_{cn}k_{ocm}p}, \quad (1.11)$$

где  $T_{\mu 1}$  – малая постоянная контура тока, за которую, как правило, принимают постоянную времени силового (частотного) преобразователя, то есть  $T_{\mu 1} = T_{cn}$ .

Отсюда вытекают требуемые настройки регуляторов тока, а именно, коэффициенты передачи

$$k_{PT} = \frac{R_{1\varnothing}T_{1\varnothing}}{2T_{\mu 1}k_{cn}k_{ocm}} \quad (1.12)$$

и постоянные времени

$$T_{PT} = \frac{2T_{\mu 1} k_{cn} k_{ocm}}{R_{1\phi}}. \quad (1.13)$$

Контур регулирования потокосцепления ротора также настраивается на технический оптимум, и для этого необходим ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_{P\psi}(p) = \frac{k_{ocm}(T_2 p + 1)}{4T_{\mu 1} L_0 k_{oc\psi} p}. \quad (1.14)$$

Следовательно, требуемые настройки регулятора потокосцепления РЧ определяются формулами:

$$k_{P\psi} = \frac{k_{ocm} T_2}{4T_{\mu 1} k_{oc\psi} L_0} \text{ и } T_{P\psi} = \frac{4T_{\mu 1} k_{oc\psi} L_0}{k_{ocm}}. \quad (1.15)$$

Контур регулирования скорости настраивается на симметричный оптимум. Необходимая для обеспечения оптимума передаточная функция регулятора скорости

$$W_{PC}(p) = \frac{k_{ocm} J_{np} L'_2 (4T_{\mu 2} p + 1)}{12T_{\mu 2}^2 Z_n L_0 k_{occ} p}, \quad (1.16)$$

где  $T_{\mu 2}$  – малая постоянная контура скорости.

Следовательно, и в контуре скорости системы векторного управления применяется ПИ-регулятор с настройками:

$$k_{PC} = \frac{k_{ocm} J_{np} L'_2}{3T_{\mu 2} Z_n k_{occ} L_0}; \quad T_{PC} = \frac{12T_{\mu 2}^2 Z_n k_{occ} L_0}{k_{ocm} J_{np} L'_2}. \quad (1.17)$$

Постоянная времени фильтра на входе контура скорости определяется формулой

$$T_{\phi} = 4T_{\mu 2}. \quad (1.18)$$

В контуре положения применяют настройку на технический оптимум, которую обеспечивает пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи

$$k_{PII} = \frac{k_{occ}}{8T_{\mu 2} k_{um} k_{\phi n}}. \quad (1.19)$$

Формулы (1.11) – (1.19) отражают основную методику синтеза регуляторов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями, ис-

пользующих принципы построения СПР. Однако, встречаются электроприводы, в которых применяются пропорциональные регуляторы тока [42], коэффициенты передачи  $k_{PI}$  которых определяются исходя из обеспечения времени переходного процесса в контуре тока за определенное число тактов коммутации силовых транзисторов.

Одним из недостатков следящих электроприводов, построенных по принципам СПР, независимо от типа исполнительного двигателя является низкое быстродействие. Действительно, время переходного процесса в них составляет порядка 1 – 3 секунды [51 – 57]. Низкое быстродействие таких электроприводов вызвано необходимостью борьбы с перебегом исполнительного механизма (перерегулированием), как правило, возникающим в СПР при стандартных настройках.

Именно поэтому были разработаны следящие электроприводы, использующие принципы построения многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [44], и в частности с асинхронным исполнительным двигателем. Методика параметрического синтеза регуляторов электропривода, структурная схема которого приведена на рисунке 1.9, заключается в следующем [44]. Постоянную времени  $T_{ПД}$  ПД-регулятора выбирают равной наибольшей инерционности объекта управления. Величину коэффициента передачи  $k_{ПД}$  делают переменной в зависимости от скорости движения. Коэффициент передачи  $k_{PI}$  пропорционального регулятора и параметры настройки ПИ-регулятора внешнего контура выбирают с учетом определенных критериев оптимизации [44]. Однако, реальных данных по быстродействию следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, структурная схема которого приведена на рисунке 1.9, не приводится.

При синтезе регуляторов двухконтурного следящего электропривода используется математическая модель асинхронного двигателя в виде формулы (1.3). При этом учитывается, что при любых скоростях  $\omega$  ее можно представить в виде

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{\text{дв}} \left( \frac{T_1}{k_{\text{дв}}} p + 1 \right)}{(T_a p + 1)(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)}, \quad (1.20)$$

где постоянная времени  $T_a$  апериодического звена и постоянная времени  $T_k$  и коэффициент демпфирования  $\xi_k$  колебательного звена определяются из разложения знаменателя формулы (1.3).

Выбор постоянной времени ПД-регулятора осуществляется по формуле [50]

$$T_{ПД} = T_a + \frac{T_k}{\xi}. \quad (1.21)$$

Поскольку численные значения параметров передаточных функций (1.3) и (1.20) зависят от скорости вращения, то величина постоянной времени  $T_{ПД}$  должна быть переменной. Авторами замечено, что при изменении скорости асинхронного электродвигателя вниз от номинальной до некоторой скорости  $\omega_n$  сумма  $T_a + \frac{T_k}{\xi}$  практически не меняется, а при скоростях ниже  $\omega_n$  изменение суммы  $T_a + \frac{T_k}{\xi}$  происходит по закону близкому к обратно пропорциональному.

Перестройку регулятора осуществляют второй блок дифференцирования, блок умножения, второй сумматор, блоки выделения модуля и деления, коммутатор и блок сравнения. Перестройка производится в пределах от нулевой скорости до значения скорости  $\omega_n$ , задаваемого с выхода блока задания параметров. При скоростях вращения больше  $\omega_n$  на вход блока умножения с одного из выходов блока задания параметров через коммутатор подается некоторое базовое заранее заданное значение постоянной времени  $T_{ПД0}$  ПД-регулятора. Определение ситуаций, когда скорость асинхронного электродвигателя превышает по абсолютной величине значение  $\omega_n$ , и управление коммутатором осуществляет блок сравнения. При скоростях ниже  $\omega_n$  на вход блока умножения подается значение постоянной времени

$$T_{ПД} = \frac{T_{ПД0} \omega_{0n}}{|\omega| + \Delta\omega}, \quad (1.22)$$

где  $\omega_{0n}$  – номинальная скорость идеального холостого хода асинхронного двигателя,  $\Delta\omega$  – заданная величина приращения скорости.

Выбор требуемых значений таких параметров настройки регуляторов как постоянной времени  $T_{II}$  интегрального регулятора и коэффициента передачи  $k_{ПД}$  ПД-регулятора осуществляется либо методом подбора, либо с помощью областей качества регулирования структурно-минимального электропривода [44, 58].

Применение формул (1.21) и (1.22) в совокупности с областями качества регулирования и составляют суть методики синтеза регуляторов двухконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. Существенным недостатком такого электропривода и методики выбора настройки регуляторов является то, что при низких скоростях движения величина постоянной времени  $T_{ПД}$  может достигать нескольких секунд. Это сказывается на работоспособности следящего привода при цифровой технической реализации. Сведений о фактическом быстродействии двухконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем также не приводится.

#### **1.4 Выводы по первой главе**

1. Рассмотрены уравнения движения и структурные схемы асинхронного электродвигателя при скалярном и векторном управлении. Отмечены их особенности и области применения.

2. Произведен обзор существующих принципов функционального и структурного построения следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями. Выделены три основных типа: система векторного подчиненного регулирования и двухконтурная и трехконтурная системы с одной измеряемой координатой и скалярным частотным управлением.

3. Проанализированы методики параметрического синтеза регуляторов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями. Приведены аналитические зависимости расчета параметров регуляторов и данные, показывающие низкое быстродействие известных следящих электроприводов переменного тока.

## 2 СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АНАЛОГОВОГО ПРОТОТИПА СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

### 2.1 Выбор структурного построения следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Анализ современных следящих электроприводов показывает, что наибольшим быстродействием обладают два электропривода, отличающиеся структурно от традиционных систем подчиненного регулирования. Речь идет о структурно-минимальном электроприводе с двигателем постоянного тока, имеющем только два контура положения, замкнутых по одному датчику [44], и трехконтурном электроприводе с синхронным исполнительным двигателем, содержащем контур скорости и два контура положения [59 – 65].

Взяв структурное построение этих электроприводов за основу, попробуем создать быстродействующий следящий электропривод со скалярным управлением асинхронным двигателем.

На первом этапе рассмотрим структурную схему аналогового прототипа следящего электропривода с асинхронным двигателем, построенного точно так же, как структурно-минимальный (рисунок 2.1). Она содержит два контура регулирования положения, замкнутых с помощью безынерционного датчика с коэффициентом передачи  $k_{\partial n}$ . Для компенсации наибольшей постоянной времени объекта управления во внутреннем контуре применен пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор

$$W_{nd}(p) = k_{nd}(T_{nd}p + 1), \quad (2.1)$$

где  $k_{nd}$  и  $T_{nd}$  – коэффициент передачи и постоянная времени регулятора, соответственно.

Регулятор внешнего контура – интегральный

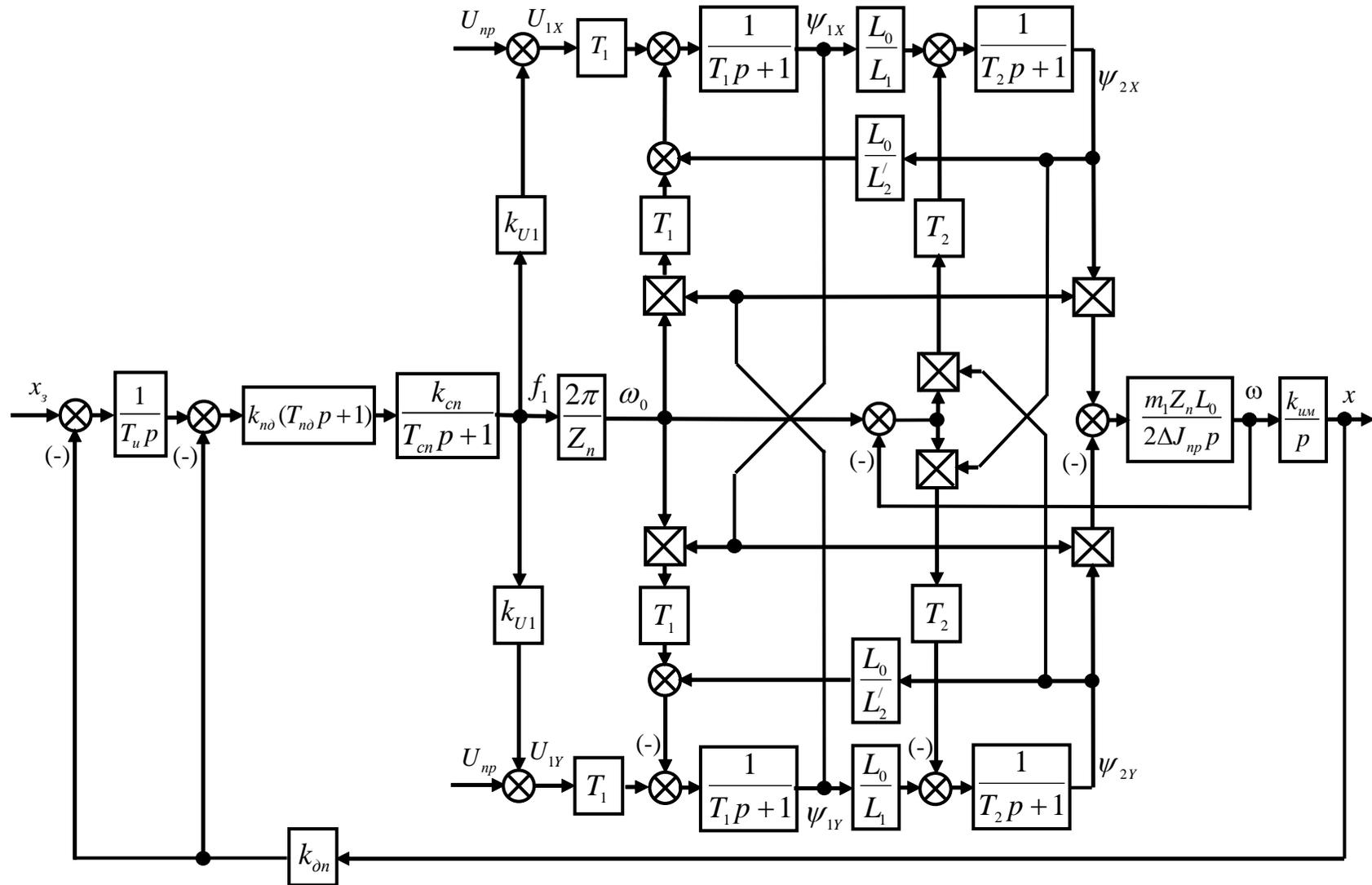


Рисунок 2.1 – Структурная схема аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода со скалярным управлением

$$W_u(p) = \frac{1}{T_u p}, \quad (2.2)$$

где  $T_u$  – постоянная времени регулятора,

подавляющий все помехи, охваченные обратной связью и действующие за выходом этого регулятора. Силовой частотный преобразователь представлен на структурной схеме апериодическим звеном

$$W_{cn}(p) = \frac{k_{cn}}{T_{cn} p + 1},$$

где  $k_{cn}$  и  $T_{cn}$  – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя.

Исполнительный механизм изображен в виде интегрального звена

$$W_{um}(p) = \frac{k_{um}}{p}.$$

Совокупность всех остальных динамических звеньев и элементов структурной схемы представляет математическую модель асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении [45, 46]. Причем эта модель учитывает, что силовой преобразователь реализует линейный закон формирования напряжения в функции частоты с коэффициентом преобразования  $k_{U1}$  и возможностью задания начального превышения напряжения  $U_{np}$ .

В соответствии с известной методикой синтеза регуляторов многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [44] и структурно-минимального электропривода, как частного случая таких систем, необходимо знать передаточную функцию объекта управления, под которым понимается совокупность асинхронного двигателя и исполнительного механизма. Упрощенная передаточная функция асинхронного двигателя при скалярном управлении имеет вид (1.3)

$$W_{dy}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{dy} \left( \frac{T_1}{k_{dy3}} p + 1 \right)}{T_\partial T_M T_1 p^3 + \frac{T_\partial T_M (T_1 + T_2)}{T_2} p^2 + \left[ T_1 + \frac{T_\partial T_M}{T_2} \left( 1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right) \right] p + 1}, \quad (2.3)$$

Как отмечалось ранее, передаточную функцию (2.3) можно представить в виде (1.20), то есть в виде совокупности апериодического, колебательного и форсирующего динамических звеньев

$$W_{\text{dy}}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{\text{dy}} \left( \frac{T_1}{k_{\text{dy}^3}} p + 1 \right)}{(T_a p + 1)(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)}. \quad (2.4)$$

Определим численные значения параметров передаточной функции (2.4), например, для трехфазного короткозамкнутого асинхронного двигателя 1LA7083-2AA10-Z, имеющего следующие технические характеристики:  $P_n = 1100$  Вт;  $U_{1n} = 220$  В;  $f_{1n} = 50$  Гц;  $I_{1n} = 2,3$  А;  $\cos \varphi = 0,87$ ;  $\eta = 0,83$ ;  $R_1 = 7,731$  Ом;  $R_{1\sigma} = 13,531$  Ом;  $L_1 = 0,833$  Гн;  $L_2' = 0,677$  Гн;  $L_0 = 0,648$ ;  $T_1 = 0,0275$  с;  $T_{1\sigma} = 0,0157$  с,  $T_2 = 0,0273$  с,  $Z_n = 1$ ,  $J_{np} = 0,001$  кгм<sup>2</sup>, на разных пределах диапазона регулирования скорости, то есть при вариации начальных условий.

Расчетная модель названного выше двигателя (рисунок 2.2) позволяет построить графики переходных процессов в «малом» и «большом» при разных частотах питающего напряжения статора, определить начальные значения проекций потокосцеплений на вращающуюся вместе с магнитным полем систему координат  $\psi_{1X0}$ ,  $\psi_{1Y0}$ ,  $\psi_{2X0}$  и  $\psi_{2Y0}$  и рассчитать параметры передаточной функции двигателя по отношению к управляющему воздействию  $f_1$ . Для компенсации инерционности двигателя на низких частотах [46] в модели принято начальное превышение напряжения  $U_{np} = 15$  В. Результаты моделирования и расчетов параметров передаточной функции асинхронного двигателя 1LA7083-2AA10-Z приведены в таблице 2.1.

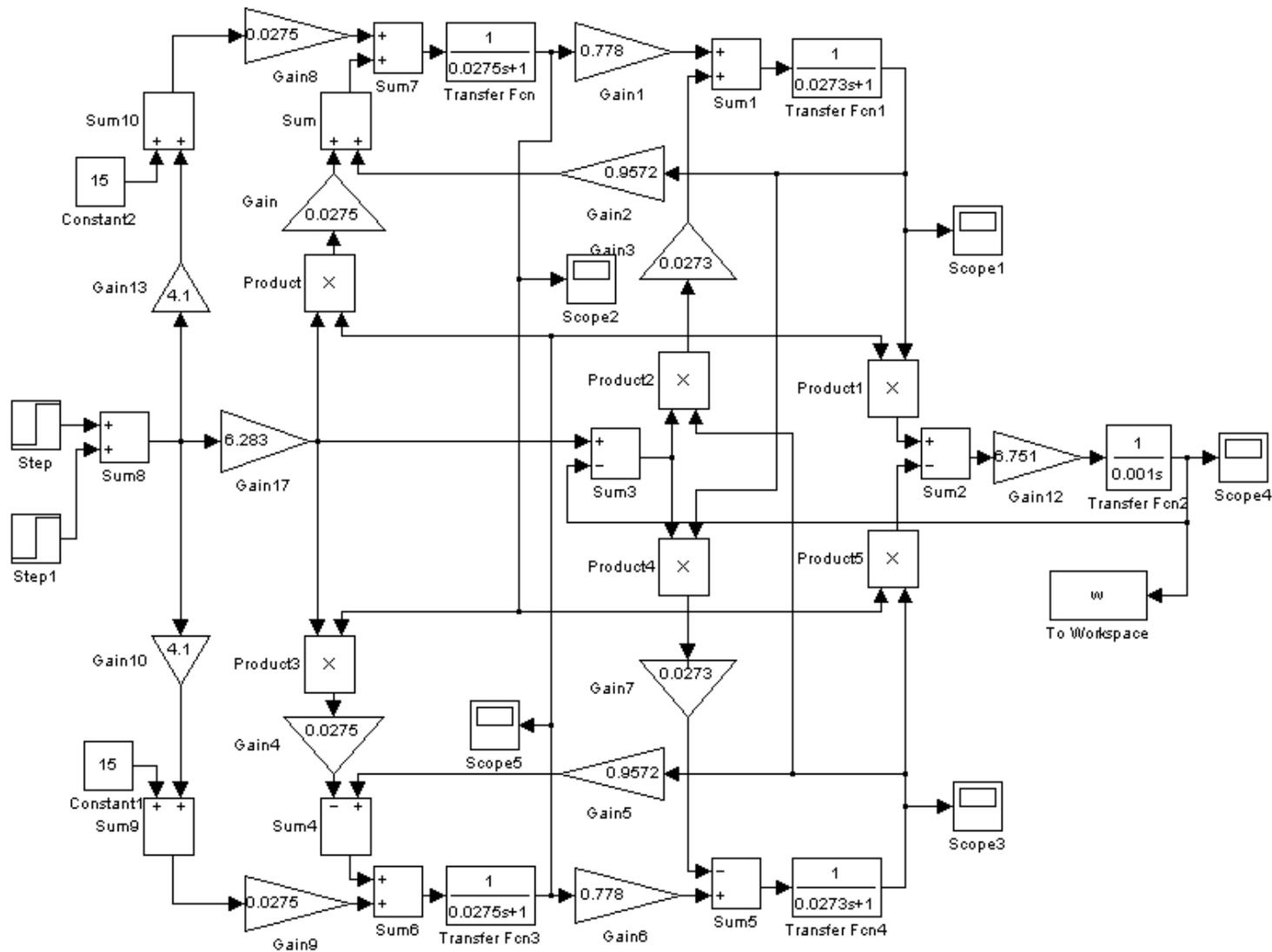


Рисунок 2.2 – Расчетная модель асинхронного двигателя 1LA7083-2AA10-Z при скалярном управлении и линейным законом формированием напряжения в функции частоты

Таблица 2.1 – Результаты моделирования и расчетов параметров передаточной функции асинхронного двигателя 1LA7083-2AA10-Z

$f_1$ , Гц	$\Psi_{1X0}$ , Вс	$\Psi_{1Y0}$ , Вс	$\Psi_{2X0}$ , Вс	$\Psi_{2Y0}$ , Вс	$k_{dy}$ , рад	$T_a$ , с	$T_k$ , с	$\xi_k$
50	0,7203	-0,6788	0,5605	-0,5283	6,283	0,0225	0,0154	0,2203
10	1,0011	-0,7434	0,7789	-0,5784	6,283	0,0242	0,0118	0,187
1	2,0767	-0,312	1,6157	-0,2427	6,283	0,0264	0,0066	0,1161

Графики переходных процессов в «малом» при начальных скоростях вращения вала двигателя, соответствующих частотам питающего напряжения 50 Гц, 10 Гц и 1 Гц, приведены на рисунках 2.3, 2.4 и 2.5.

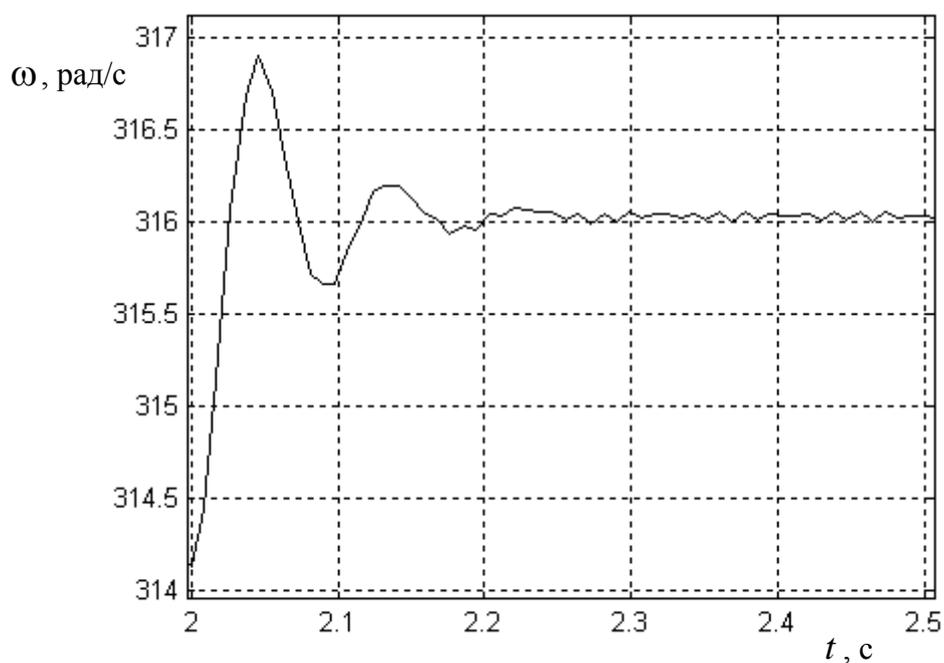


Рисунок 2.3 – График переходного процесса при начальной частоте  $f_1 = 50$  Гц

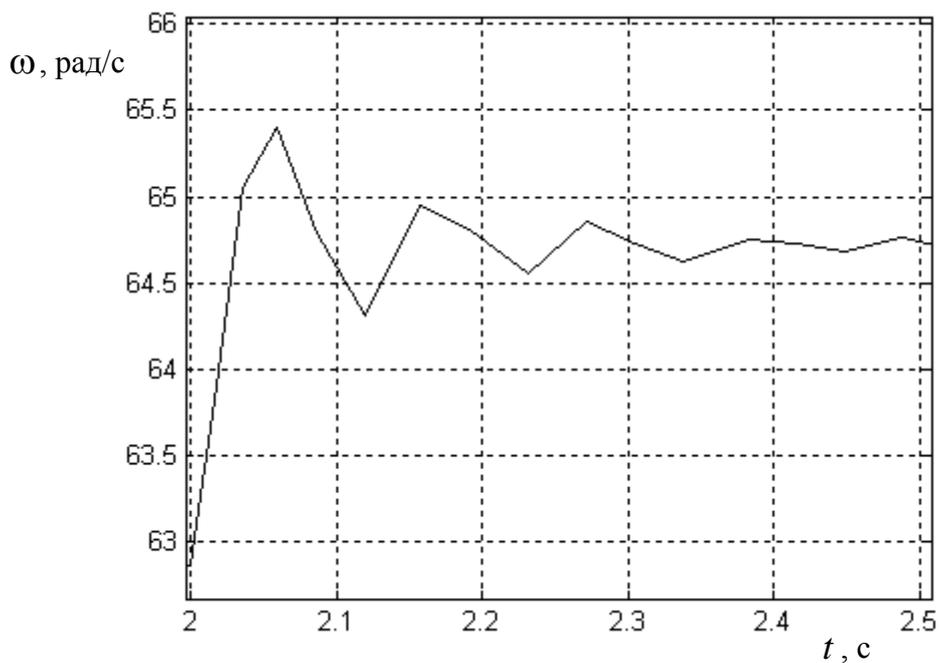


Рисунок 2.4 – График переходного процесса при начальной частоте  $f_1 = 10$  Гц

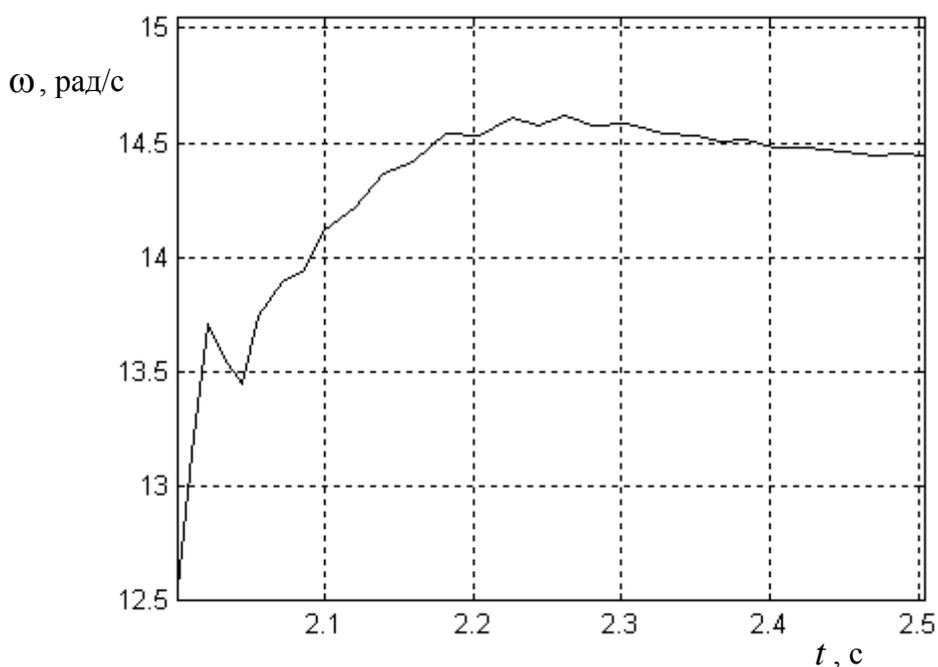


Рисунок 2.5 – График переходного процесса при начальной частоте  $f_1 = 1$  Гц

В соответствии с методикой синтеза структурно-минимального электропривода [44, 58] постоянная времени ПД-регулятора выбирается равной наибольшей постоянной времени объекта управления (электродвигателя). Анализ данных таблицы 2.1 показывает, что постоянная времени  $T_a$  аperiodической составляющей

превосходит величину постоянную времени колебательного звена. Поэтому выберем

$$T_{nd} = T_a = 0,026 \text{ с.} \quad (2.5)$$

Из областей показателей качества регулирования структурно-минимального электропривода [44, 58] выберем ординату изображающей точки, определяющей характер переходного процесса

$$T_k = \frac{T_u}{6,65}. \quad (2.6)$$

Взяв из таблицы наибольшее значение  $T_k = 0,0154 \text{ с}$ , получим из (2.6) требуемое значение постоянной времени интегрального регулятора

$$T_u = 6,65T_k = 0,1024 \text{ с.} \quad (2.7)$$

Абсциссу изображающей точки возьмем равной

$$\frac{1}{k} = \frac{T_u}{2,097}, \quad (2.8)$$

где  $k = k_{nd}k_{cn}k_{dy}k_{um}k_{dn}$ .

Производя расчет для случая, когда  $k_{cn} = 0,01 \text{ Гц/дискрету}$ ;  $k_{dy} = 6,283 \text{ рад}$ ;  $k_{um} = 163$ ;  $k_{dn} = 1$  из (2.8) найдем необходимое значение коэффициента передачи ПД-регулятора

$$k_{nd} = \frac{2,097}{k_{cn}k_{dy}k_{um}k_{dn}T_u} = \frac{2,097}{0,01 \cdot 6,283 \cdot 163 \cdot 1 \cdot 0,1024} = 2 \quad (2.9)$$

Моделирование линеаризованной системы управления аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода (рис. 2.6) с настройками регуляторов, рассчитанными по формулам (2.5) – (2.9), показывает, что переходный процесс по управляющему воздействию заканчивается за  $t_{mn} = 0,482 \text{ с}$ , а перерегулирование составляет  $\sigma = 4,2 \%$  (рис. 2.7).

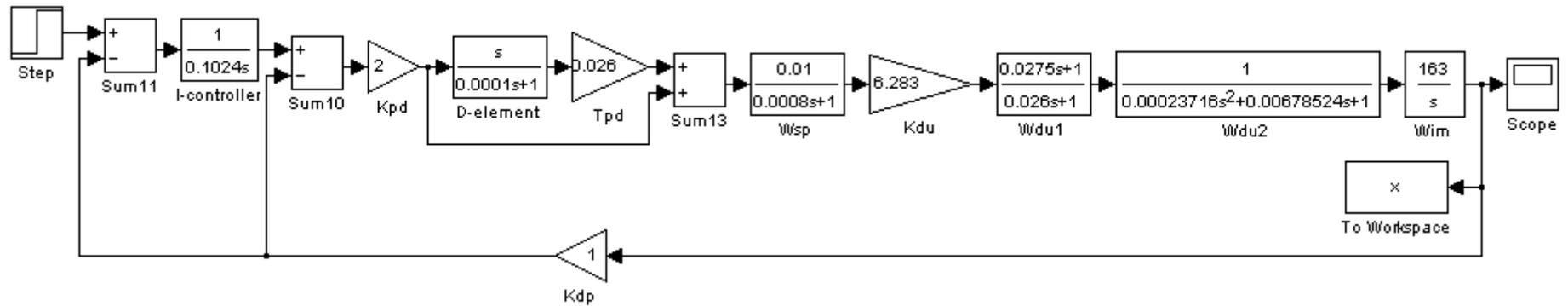


Рисунок 2.6 – Расчетная модель линейризованной системы управления аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода

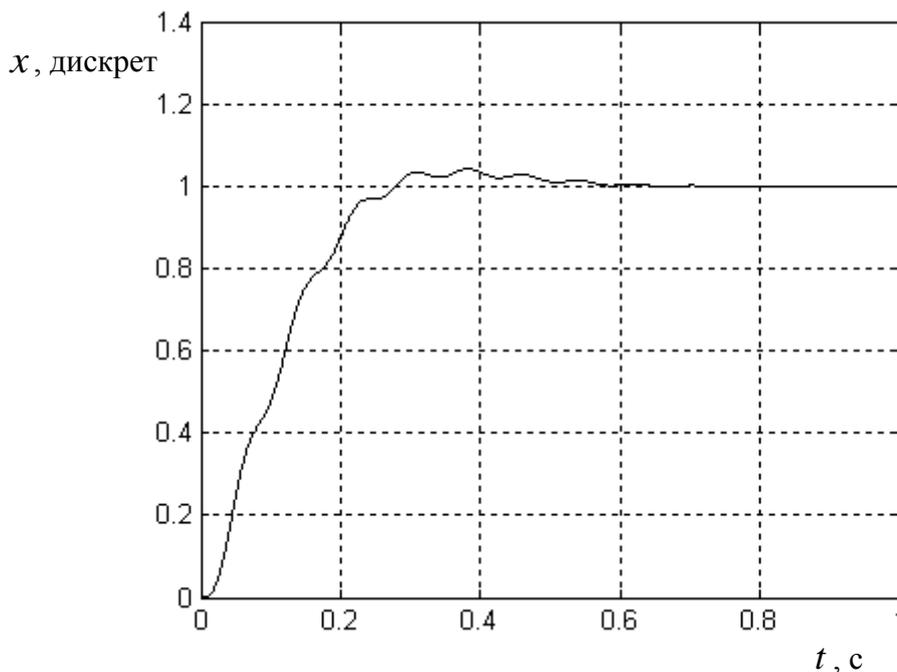


Рисунок 2.7 – График переходного процесса в линейризованной системе управления аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода

Однако, объект управления в электроприводе, а именно, асинхронный электродвигатель, существенно нелинеен из-за наличия 6 множительных звеньев в структурной схеме. Поэтому произведем моделирование в программной среде Matlab Simulink нелинейной системы управления аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода (рисунок 2.8). График переходного процесса (рисунок 2.9), построенный с помощью этой расчетной модели показывает увеличение времени переходного процесса и перерегулирования:  $t_m = 0,991$  с,  $\sigma = 17,4$  %.

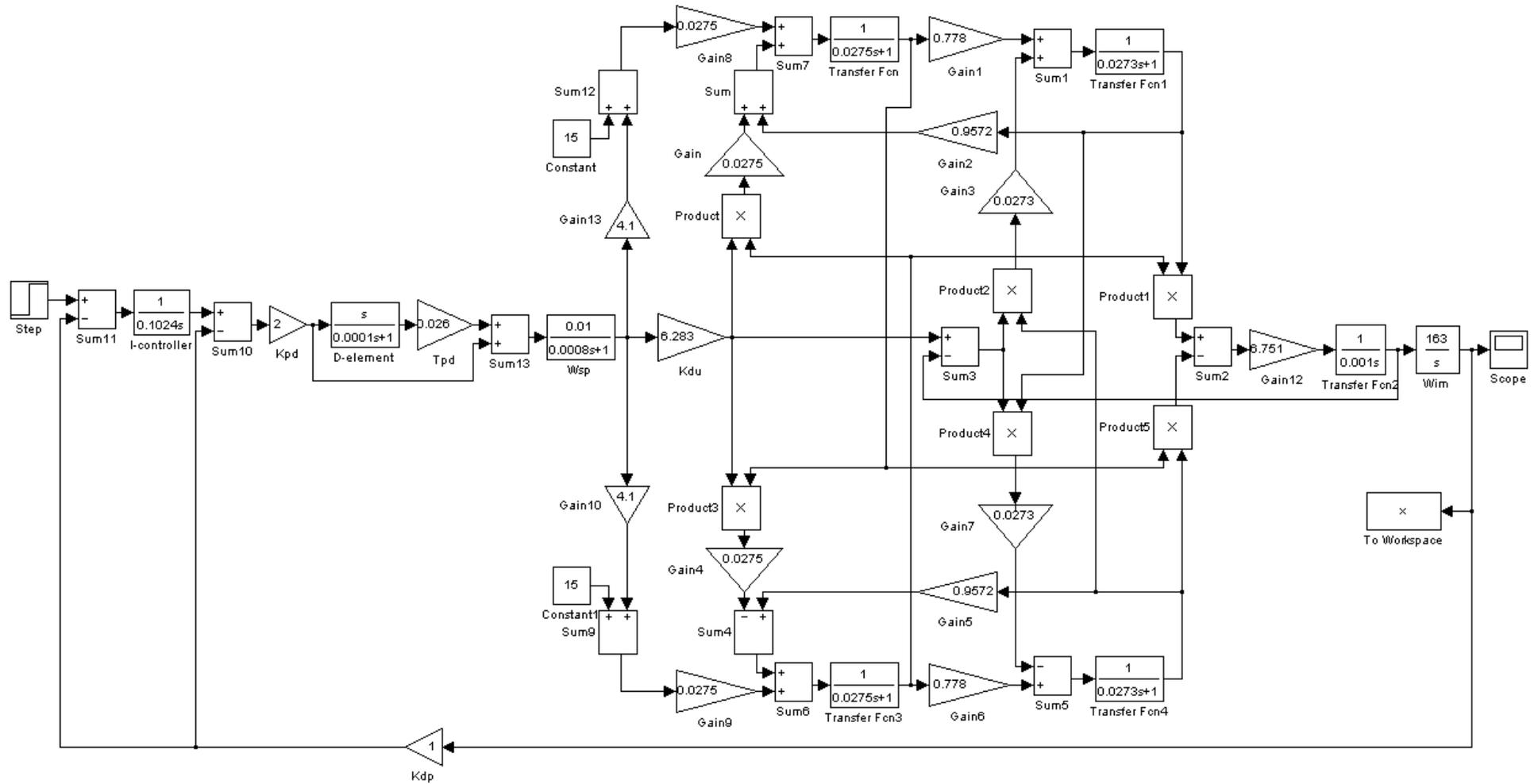


Рисунок 2.8 – Расчетная модель нелинейной системы управления аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода

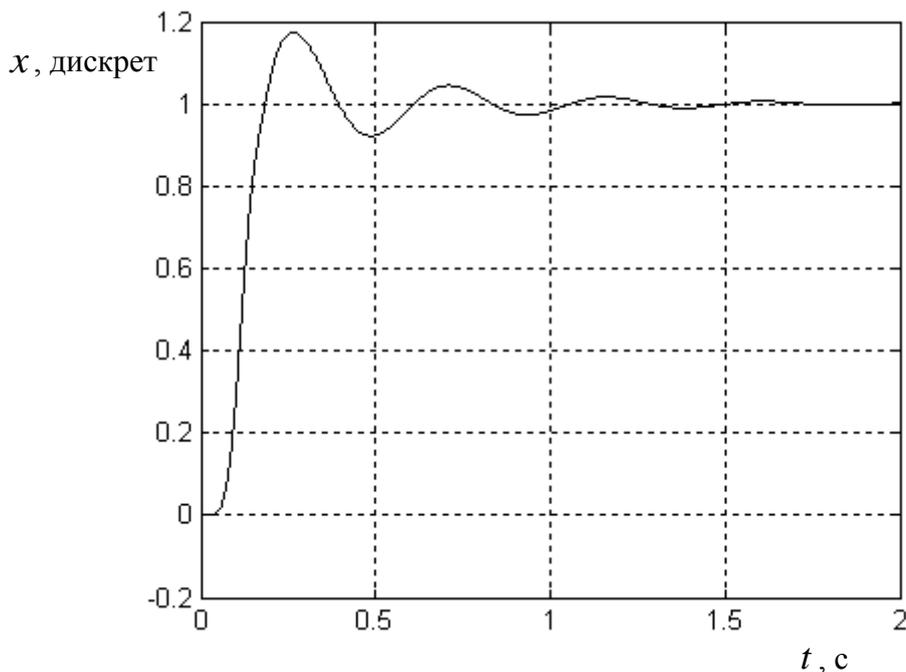


Рисунок 2.9 – График переходного процесса нелинейной системе управления аналогового прототипа двухконтурного следящего электропривода

Следовательно, применение принципов построения следящего структурно-минимального электропривода применительно к асинхронному исполнительному двигателю не очень эффективно, хотя и позволяет достичь большего быстродействия, чем в известных электроприводах [51 – 57].

Рассмотрим второй вариант – трехконтурный следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем, содержащий контур скорости и два контура положения (рисунок 2.10). Опять же будем полагать, что применяется скалярное управление скоростью асинхронного двигателя. В контуре скорости применен ПД-регулятор с передаточной функцией аналогичной (2.1). В первом (внутреннем) контуре положения используется пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи  $k_n$ , а во втором контуре – интегральный регулятор с передаточной функцией (2.2). Как и в предыдущем варианте следящего электропривода ПД-регулятор предназначен для компенсации инерционности объекта управления, а интегральный – для подавления помех, охваченных обратной связью по положению.

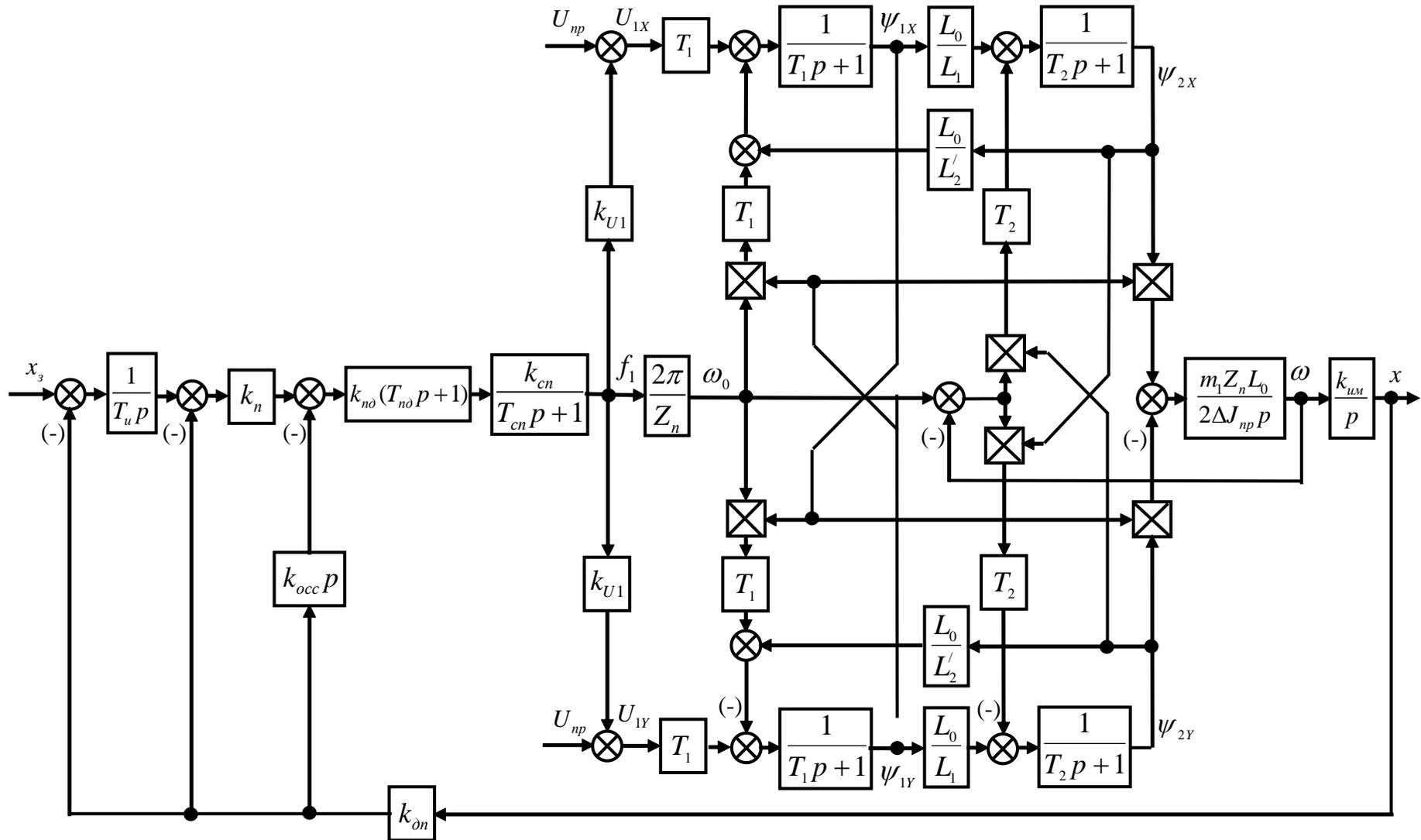


Рисунок 2.10 – Структурная схема аналогового прототипа трехконтурного следящего электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем

При выборе параметров регуляторов предположим, что нуль передаточной функции двигателя практически полностью компенсирует полюс, характеризуемый постоянной времени  $T_a$ . Тогда можно воспользоваться методикой расчета регуляторов, разработанной для трехконтурного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем [59 – 62].

Исходные данные для расчета:  $k_{cn} = 0,01$  Гц/дискрету;  $T_{cn} = 0,0008$  с;  $k_{oy} = 6,283$  рад;  $T_k = 0,0154$  с;  $\xi_k = 0,2203$ ;  $k_{um} = 163$ ;  $k_{on} = 1$ .

Опуская известные формулы и вычислительные процедуры, приведем конечные результаты по выбору требуемых настроек регуляторов:  $k_{no} = 2$ ;  $T_{no} = 0,19$  с;  $k_n = 1$ ;  $T_u = 0,1024$  с. Как и в работах [59 – 62] параметры регуляторов, кроме постоянной времени ПД-регулятора, выбраны кратными двум.

Расчетная модель линеаризованной системы управления аналогового прототипа трехконтурного следящего электропривода (рисунок 2.11) позволяет построить график переходного процесса по управляющему воздействию (рисунок 2.12). Время переходного процесса в аналоговом прототипе электропривода составляет  $t_{mn} = 0,658$  с, а перерегулирование –  $\sigma = 5,8$  %.

С учетом нелинейностей асинхронного электродвигателя расчетная модель трехконтурного следящего электропривода будет выглядеть следующим образом (рисунок 2.13). Здесь блок Subsystem представляет собой расчетную модель, представленную на рисунке 2.2. График переходного процесса, построенный с учетом нелинейности, показывает, что время переходного процесса равно  $t_{mn} = 0,653$  с, а перерегулирование –  $\sigma = 11,9$  %.

Эти результаты также не отличаются сверхвысоким быстродействием, причем следует отметить, что они получены для аналогового прототипа электропривода. Очевидно, что при цифровой технической реализации время переходного процесса увеличится.

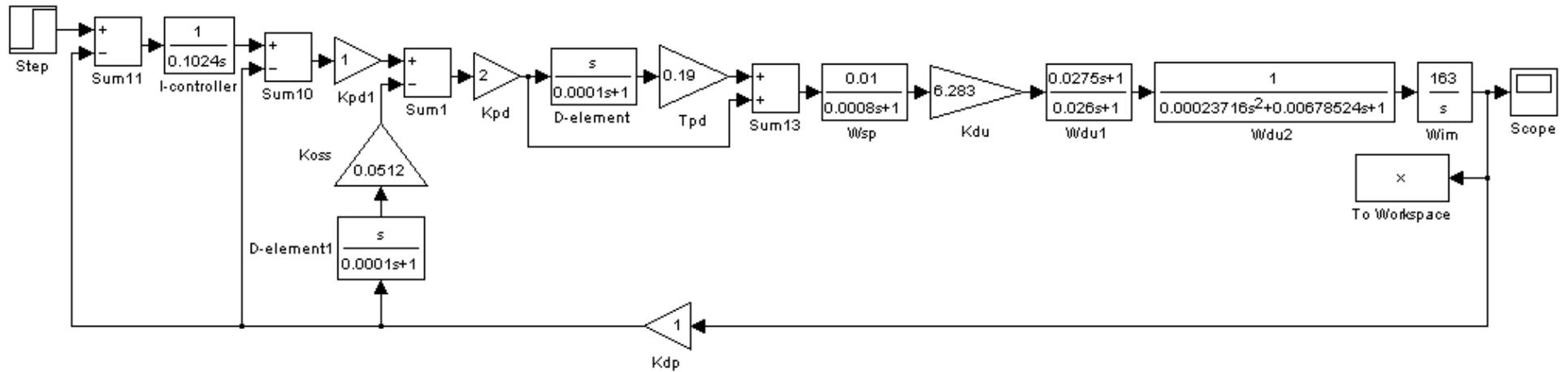


Рисунок 2.11 – Расчетная модель линейризованной системы управления аналогового прототипа трехконтурного следящего электропривода

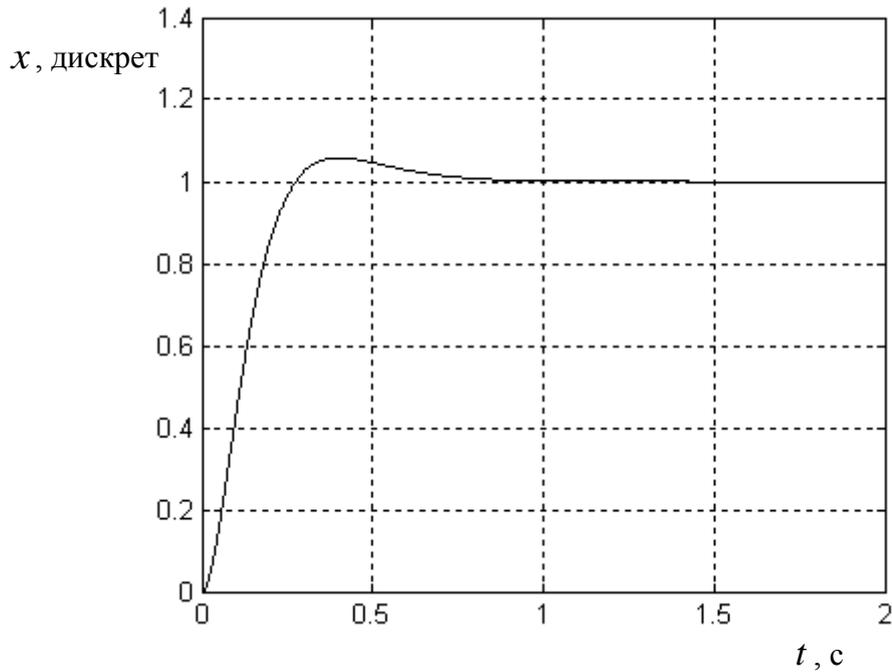


Рисунок 2.12 – График переходного процесса в линейризованной системе управления аналогового прототипа трехконтурного следящего электропривода

Проанализируем причину низкого быстродействия следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем в случаях выбора двухконтурного или трехконтурного структурного построения, рассмотренных выше. По всей видимости, она заключается в применении скалярного управления, приводящего к изменению инерционности электродвигателя в зависимости от скорости вращения. Действительно, в случае синхронного исполнительного двигателя трехконтурный следящий электропривод имеет быстродействие на порядок выше [59]. Но при этом синхронная машина с постоянными магнитами на роторе, работающая в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока, имеет стабильные параметры передаточной функции во всем диапазоне скоростей.

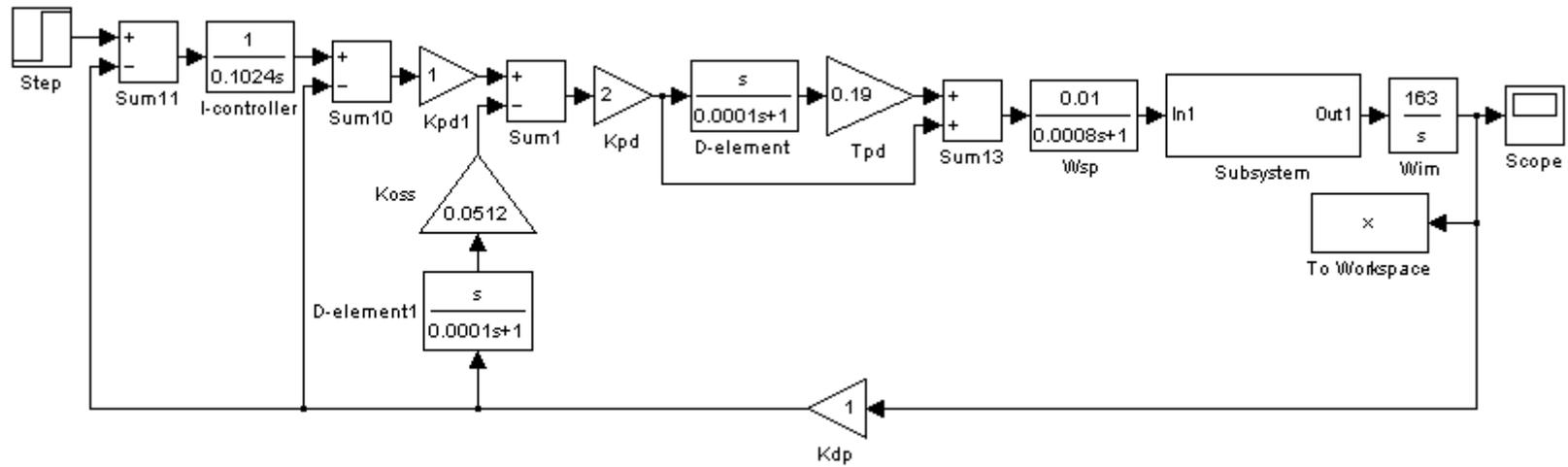


Рисунок 2.13 – Расчетная модель нелинейной системы управления аналогового прототипа трехконтурного следящего электропривода

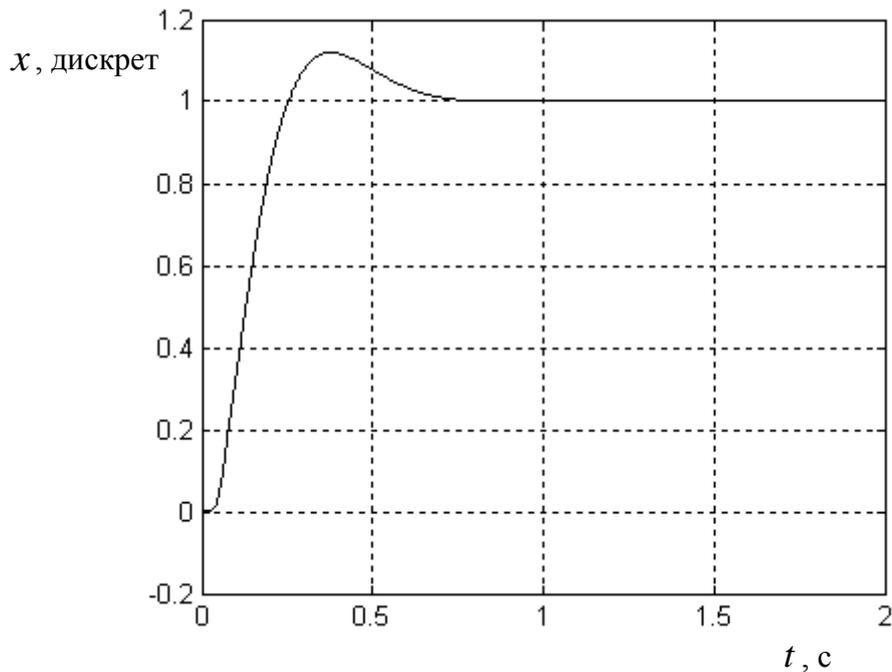


Рисунок 2.14 – График переходного процесса нелинейной системе управления аналогового прототипа трехконтурного следящего электропривода

В связи с этим предлагается ввести в следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем два дополнительных контура – контура тока и применить векторное управление напряжениями, токами и потокосцеплениями. Тогда функциональная схема следящего электропривода будет выглядеть следующим образом (рисунок 2.15) [66]. Она содержит следующие элементы: первый и второй блоки задания, интегральный (И) регулятор, пропорциональный (П) регулятор, блок деления, первый и второй регуляторы тока, преобразователь координат, блок дифференцирования, блок интегрирования, сумматор, силовой преобразователь, асинхронный двигатель с исполнительным механизмом, датчик тока, датчик положения и пропорционально-дифференциальный регулятор. В результате получается симбиоз векторного управления асинхронным двигателем с трехконтурным следящим электроприводом, рассмотренным выше.

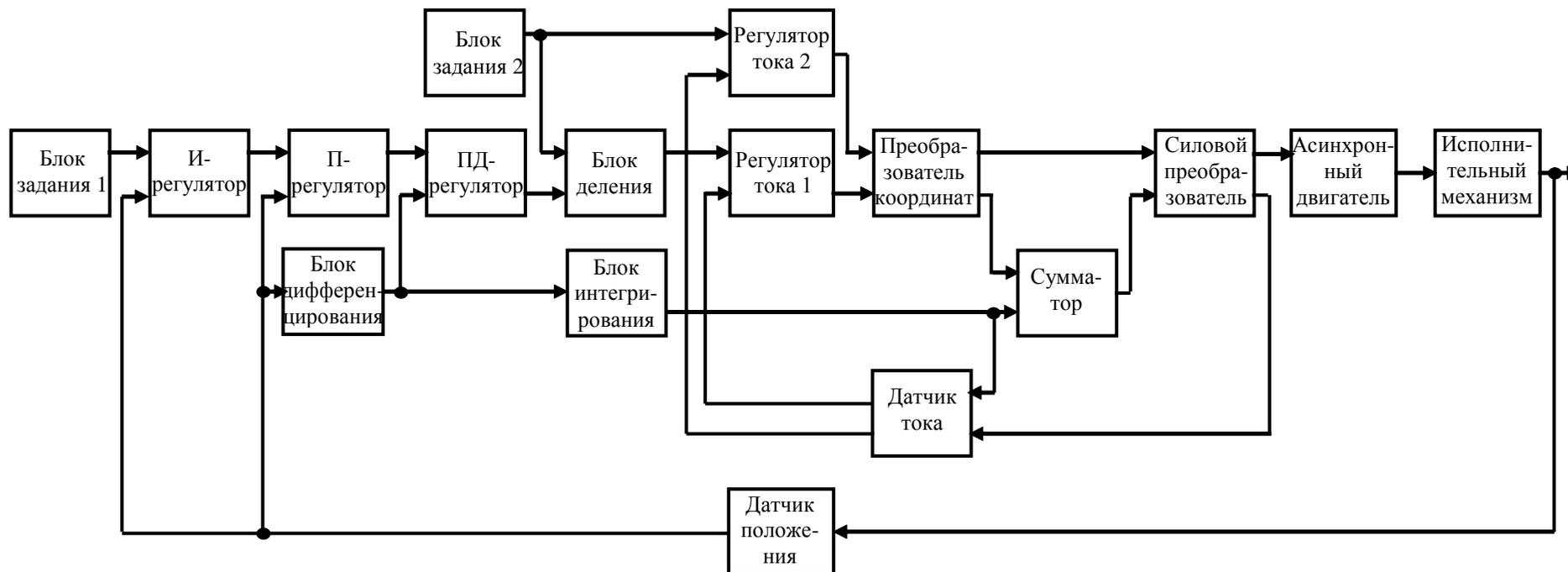


Рисунок 2.15 – Функциональная схема пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем и векторным управлением

Силовой преобразователь совместно с датчиком тока, блоком интегрирования, первым и вторым регуляторами тока, преобразователем координат, и сумматором по известным законам и зависимостям [1, 9, 10, 25, 34, 35] осуществляют векторное управление асинхронным двигателем.

Рассмотренной функциональной схеме соответствует структурная схема следящего электропривода, приведенная на рисунке 2.16. На ней математическая модель асинхронного двигателя, аналогичная рисунку 1.3, представлена следующими динамическими звеньями:

$$\frac{1}{R_{1\sigma}(T_{1\sigma}p + 1)}; \frac{L_0}{T_2p + 1}; \frac{3Z_n L_0 k_{um}}{2L_2' J_{np} p^2}.$$

Нелинейность модели двигателя определяется множительным звеном, отражающим операцию умножения потокосцепления ротора на соответствующую проекцию тока статора в зависимости развиваемого электромагнитного момента. Контуры токов замкнуты обратными связями по току с коэффициентами передачи  $k_{осм}$ . В каждом контуре применен регулятор тока с передаточной функцией  $W_{pm}(p)$ . Вся остальные элементы структурной схемы соответствуют рассмотренному выше трехконтурному следящему электроприводу.

Разработаем методику синтеза пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. При этом будем ориентироваться на подходы, изложенные в работах [59 – 62, 67].

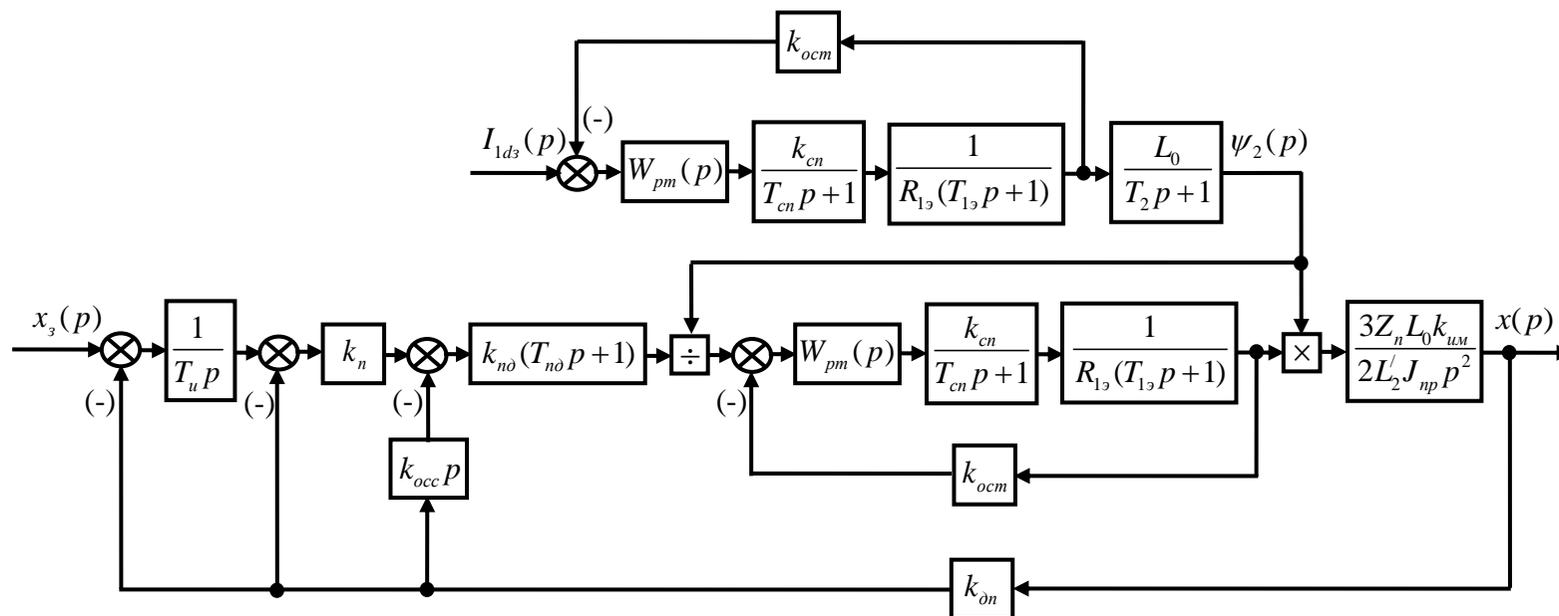


Рисунок 2.16 – Структурная схема аналогового прототипа пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

## 2.2 Параметрический синтез регуляторов пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

На первом этапе найдем передаточные функции всех замкнутых контуров.

Передаточная функция замкнутого контура тока равна

$$W_{zm}(p) = \frac{k_{cn} W_{pm}(p)}{R_{1\sigma} (T_{cn} p + 1)(T_{1\sigma} p + 1) + k_{cn} k_{ocm} W_{pm}(p)} \quad (2.10)$$

В современных электроприводах с векторным управлением применяют различные подходы к выбору типа и параметров настроек регуляторов тока [42, 47 – 49]. В основном используют методику выбора регуляторов СПР, и тогда при настройке контура тока на технический оптимум необходим ПИ-регулятор с передаточной функцией (1.11) [47 – 49]

$$W_{pm}(p) = \frac{R_{1\sigma} (T_{1\sigma} p + 1)}{2T_{\mu 1} k_{cn} k_{ocm} p}. \quad (2.11)$$

Но применяют также пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи  $k_{pm}$ , величина которого выбирается исходя из требуемого времени переходного процесса в контуре тока [42]. Поскольку в экспериментах планируется использовать электропривод Simover Masterdrives Motion Control, то рассмотрим, прежде всего, случай с пропорциональным регулятором тока, когда  $W_{pm}(p) = k_{pm}$ . Подставляя это значение в (2.10), получим передаточную функцию контура тока

$$W_{zm}(p) = \frac{k_{pm} k_{cn}}{R_{1\sigma} (T_{cn} p + 1)(T_{1\sigma} p + 1) + k_{pm} k_{cn} k_{ocm}}. \quad (2.12)$$

Если предположить, что величина потокосцепления  $\psi_2$  ротора установилась на требуемом уровне за счет контура регулирования проекции тока статора  $I_{1d}$ , то передаточная функция замкнутого скоростного контура будет выглядеть следующим образом

$$W_{3c}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_3(p)} = \frac{W_{nd}(p)W_{3m}(p) \frac{3Z_n L_0}{2L_2' J_{np} p}}{1 + W_{nd}(p)W_{3m}(p) \frac{3Z_n L_0 k_{occ} k_{\partial n} k_{um}}{2L_2' J_{np} p}}$$

или с учетом (2.1) и (2.12)

$$W_{3c}(p) = \frac{T_{nd}p + 1}{k_{occ} k_{\partial n} k_{um} (a_{01}p^3 + a_{11}p^2 + a_{21}p + 1)}, \quad (2.13)$$

$$\text{где } a_{01} = \frac{2J_{np} T_{cn} T_{1\partial} R_{1\partial}}{k_1}; \quad a_{11} = \frac{2J_{np} R_{1\partial} (T_{cn} + T_{1\partial})}{k_1}; \quad a_{21} = \frac{2J_{np} (R_{1\partial} + k_{pm} k_{cn} k_{ocm})}{k_1} + T_{nd};$$

$$k_1 = 3Z_n \frac{L_0}{L_2'} k_{nd} k_{cn} k_{um} k_{ocm} k_{occ} k_{\partial n}.$$

Передаточная функция первого (внутреннего) контура положения равна

$$W_{3n1}(p) = \frac{x(p)}{N_u(p)} = \frac{k_n W_{3c}(p) \frac{k_{um}}{p}}{1 + k_n W_{3c}(p) \frac{k_{um} k_{\partial n}}{p}}, \quad (2.14)$$

где  $N_u$  – выходной сигнал интегрального регулятора.

Подставляя (2.13) в (2.14), получим

$$W_{3n1}(p) = \frac{T_{nd}p + 1}{k_{\partial n} (a_{02}p^4 + a_{12}p^3 + a_{22}p^2 + a_{32}p + 1)}, \quad (2.15)$$

$$\text{где } a_{02} = \frac{2J_{np} T_{cn} T_{1\partial} R_{1\partial}}{k_2}; \quad a_{12} = \frac{2J_{np} R_{1\partial} (T_{cn} + T_{1\partial})}{k_2};$$

$$a_{22} = \frac{2J_{np} (R_{1\partial} + k_{pm} k_{cn} k_{ocm})}{k_2} + \frac{k_{occ} T_{nd}}{k_n}; \quad a_{32} = \frac{k_{occ}}{k_n} + T_{nd}; \quad k_2 = 3Z_n \frac{L_0}{L_2'} k_n k_{nd} k_{cn} k_{um} k_{ocm} k_{\partial n}.$$

Передаточная функция второго (внешнего) контура положения определяется выражением

$$W_{3n2}(p) = \frac{x(p)}{x_3(p)} = \frac{\frac{W_{3n1}(p)}{T_u p}}{1 + \frac{k_{\partial n} W_{3n1}(p)}{T_u p}}. \quad (2.16)$$

С учетом формулы (2.15)

$$W_{zn2}(p) = \frac{T_{nd}p + 1}{k_{\partial n} (a_{03}p^5 + a_{13}p^4 + a_{23}p^3 + a_{33}p^2 + a_{43}p + 1)}, \quad (2.17)$$

где  $a_{03} = \frac{2J_{np}T_{cn}T_{1\vartheta}R_{1\vartheta}T_u}{k_2}$ ;  $a_{13} = \frac{2J_{np}R_{1\vartheta}(T_{cn} + T_{1\vartheta})T_u}{k_2}$ ;

$$a_{23} = \left[ \frac{2J_{np}(R_{1\vartheta} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm})}{k_2} + \frac{k_{occ}T_{nd}}{k_n} \right] T_u; \quad a_{33} = \left( \frac{k_{occ}}{k_n} + T_{nd} \right) T_u; \quad a_{43} = T_u + T_{nd}.$$

Величина коэффициента передачи регуляторов токов определяется по известным методикам [42]. А настройки интегрального, пропорционального и пропорционального регуляторов могут быть выбраны с помощью полученных выше передаточных функций замкнутых контуров скорости и положения (2.13), (2.15) и (2.17).

Воспользуемся методом, изложенным и развитым в работах [59 – 62, 67], суть которого заключается в подборе такого полюса передаточной функции, который с некоторой погрешностью  $\Delta$  компенсировал бы нуль этой же передаточной функции. В формулах (2.13), (2.15) и (2.17) нуль определяется постоянной времени ПД-регулятора  $T_{nd}$ . Процесс выбора настроек регуляторов итерационный, особенно это касается величины именно  $T_{nd}$ .

На первом шаге расчета требуемых параметров регуляторов принимается первая промежуточная величина постоянной времени ПД-регулятора равная [68]

$$T_{nd1} = \sqrt{\frac{R_{1\vartheta}T_{1\vartheta}T_{cn}}{R_{1\vartheta} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm}}}. \quad (2.18)$$

Разделим выражение в круглых скобках формулы (2.13) на  $(T_{nd}p + 1)$ . В результате можно получить уравнение для определения минимальной величины коэффициента передачи ПД-регулятора, обеспечивающего такой полюс передаточной функции (2.13), который с относительной погрешностью  $\Delta_1$  компенсирует соответствующий нуль

$$a_{21}T_{nd1}^2 - a_{11}T_{nd1} + a_{01} - (1 + \Delta_1)T_{nd1}^3 = 0. \quad (2.19)$$

Поскольку  $a_{01}$ ,  $a_{11}$  и  $a_{21}$  содержат величину коэффициента передачи ПД-регулятора, то из (2.19) следует его минимальная величина [68]

$$k_{nd1} = \frac{2J_{np}R_{1э} \left[ \left( 1 + \frac{k_{pm}k_{cn}k_{ocm}}{R_{1э}} \right) T_{nd1}^2 - (T_{cn} + T_{1э})T_{nd1} + T_{1э}T_{cn} \right]}{\Delta_1 k_{11} T_{nd1}^3}, \quad (2.20)$$

где  $k_{11} = 3Z_n \frac{L_0}{L_2} k_{ocm} k_{cn} k_{occ} k_{\partial n} k_{ум}$ .

При выборе  $k_{nd} > k_{nd1}$  можно в формуле (2.13) перейти к приближенному равенству

$$W_{зс}(p) \approx \frac{1}{k_{occ} k_{\partial n} k_{ум} (T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1)},$$

где  $T_{11} = \sqrt{\frac{a_{01}}{T_{nd1}}}$ ;  $\xi_{11} = \frac{a_{11} T_{nd1} - a_{01}}{2\sqrt{a_{01} T_{nd1}^3}}$ .

Задаваясь определенной величиной коэффициента демпфирования колебаний  $\xi_{11}$  в замкнутом контуре скорости, определим максимальное значение коэффициента передачи ПД-регулятора [68].

$$k_{nd2} = \frac{J_{np}R_{1э}}{k_{11}\xi_{11}^2 T_{nd1}} \left[ \frac{(T_{cn} + T_{1э})^2}{2T_{cn}T_{1э}} - \frac{T_{cn} + T_{1э}}{T_{nd1}} + \frac{T_{cn}T_{1э}}{2T_{nd1}^2} \right]. \quad (2.21)$$

Определяя величину коэффициента передачи из двойного неравенства [27]

$$k_{nd1} < k_{nd} < k_{nd2}, \quad (2.22)$$

можно достичь простоты технической реализации ПД-регулятора за счет выбора величины  $k_{nd}$  кратной двум.

Для нахождения требуемой величин коэффициент передачи пропорционального регулятора  $k_n$  разделим знаменатель передаточной функции (2.15) на  $(T_{nd}p + 1)$ . Назначая относительную погрешность  $\Delta_2$  полюса, компенсирующего соответствующий нуль, можно определить второе промежуточное значение постоянной времени  $T_{nd2}$  ПД-регулятора, обеспечивающее эту погрешность, из решения алгебраического уравнения пятого порядка [68]

$$d_{01}T_{n\partial 2}^5 + d_{11}T_{n\partial 2}^4 + d_{21}T_{n\partial 2}^3 + d_{31}T_{n\partial 2}^2 + d_{41}T_{n\partial 2} + d_{51} = 0, \quad (2.23)$$

где  $d_{01} = 9k_1^2\Delta_2$ ;  $d_{11} = 6(R_{1\partial} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm})k_1\Delta_2$ ;  $d_{21} = \left[ (R_{1\partial} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm})^2 - 6k_1R_{1\partial}T_{1\partial} \right] \Delta_2$ ;

$$d_{31} = -R_{1\partial}T_{1\partial} (R_{1\partial} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm}) (\xi_{22}^2 + 2\Delta_2); d_{41} = R_{1\partial}^2T_{1\partial} [T_{1\partial}\Delta_2 + (T_{cn} + T_{1\partial})\xi_{22}^2];$$

$$d_{51} = -R_{1\partial}^2T_{1\partial}^2T_{cn}\xi_{22}^2.$$

$\xi_{22}$  – задаваемый при расчетах коэффициент демпфирования колебаний во внутреннем контуре положения.

При выборе постоянной времени  $T_{n\partial 2}$  из решения уравнения (2.23) (причем выбирается наибольший положительный действительный корень), можно записать приближенное выражение для передаточной функции внутреннего контура положения

$$W_{3n1}(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} \left( \frac{a_{02}}{T_{n\partial 2}} p^3 + \frac{a_{12}T_{n\partial 2} - a_{02}}{T_{n\partial 2}^2} p^2 + \frac{a_{22}T_{n\partial 2}^2 - a_{12}T_{n\partial 2} + a_{02}}{T_{n\partial 2}^3} p + 1 \right)}. \quad (2.24)$$

Если пренебречь постоянной времени силового преобразователя, то есть принять  $T_{cn} = 0$ , формула (2.24) сильно упростится

$$\begin{aligned} W_{3n1}(p) &\approx \\ &\approx \frac{1}{k_{\partial n} \left\{ \frac{2J_{np}R_{1\partial}T_{1\partial}}{k_3T_{n\partial 2}} p^2 + \frac{\left[ 2J_{np}(R_{1\partial} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm}) + k_2T_{n\partial 2} \right] T_{n\partial 2} - 2J_{np}R_{1\partial}T_{1\partial}}{k_3T_{n\partial 2}^2} p + 1 \right\}} = \\ &= \frac{1}{k_{\partial n} (T_{22}^2 p^2 + 2\xi_{22}T_{22} p + 1)} \end{aligned}$$

Отсюда следует выражение для расчета требуемой величины коэффициента передачи пропорционального регулятора [68]

$$k_n = \frac{2J_{np} \left[ (R_{1\partial} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm} + k_2T_{n\partial 2}) T_{n\partial 2} - R_{1\partial}T_{1\partial} \right]^2}{k_{22}R_{1\partial}T_{1\partial}T_{n\partial 2}^3\xi_{22}^2}, \quad (2.25)$$

где  $k_{22} = 3Z_n \frac{L_0}{L_2} k_{n\partial} k_{cn} k_{um} k_{ocm} k_{\partial n}$

Для определения постоянной времени  $T_u$  интегрального регулятора и уточненного значения постоянной времени  $T_{nd}$  ПД-регулятора разделим знаменатель передаточной функции замкнутого внешнего контура положения (2.17) на  $(T_{nd}p + 1)$ . По результатам этого действия можно получить алгебраическое уравнение пятого порядка относительно переменной  $T_{nd}$  [68]

$$d_{02}T_{nd}^5 + d_{32}T_{nd}^2 + d_{42}T_{nd} + d_{52} = 0, \quad (2.26)$$

$$\text{где } d_{02} = \Delta_3; \quad d_{32} = -\frac{2J_{np}(R_{1\text{э}} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm})T_u}{k_2}; \quad d_{42} = \frac{2J_{np}R_{1\text{э}}(T_{cn} + T_{1\text{э}})T_u}{k_2};$$

$$d_{52} = -\frac{2J_{np}R_{1\text{э}}T_{cn}T_{1\text{э}}T_u}{k_2}; \quad \Delta_3 - \text{задаваемая погрешность полюса передаточной функции замкнутого внешнего контура, компенсирующего соответствующий нуль.}$$

В коэффициенты уравнения (2.26) входит величина постоянной времени  $T_u$ , которую можно определить из следующих соображений. При выборе уточненного значения  $T_{nd}$  из решения уравнения (2.26) (выбирается наибольший положительный действительный корень), в формуле (2.17) можно перейти к приближенному равенству

$$W_{\text{зн2}}(p) \approx \frac{1}{k_{\text{он}} \left( \frac{a_{03}}{T_{nd}} p^4 + \frac{a_{13}T_{nd} - a_{03}}{T_{nd}^2} p^3 + \frac{a_{23}T_{nd}^2 - a_{13}T_{nd} + a_{03}}{T_{nd}^3} p^2 + \frac{a_{33}T_{nd}^3 - a_{23}T_{nd}^2 + a_{13}T_{nd} - a_{03}}{T_{nd}^3} p + 1 \right)}. \quad (2.27)$$

При  $T_{cn} = 0$  выражение (2.27) упростится и будет представлять собой динамическое звено третьего порядка

$$W_{\text{зн2}}(p) \approx \frac{1}{k_{\text{он}} (a_{04}p^3 + a_{14}p^2 + a_{24}p + 1)}, \quad (2.28)$$

$$\text{где } a_{04} = \frac{2J_{np}R_{1\text{э}}T_{1\text{э}}T_u}{k_2T_{nd}}; \quad a_{14} = \frac{\left\{ \left[ 2J_{np}(R_{1\text{э}} + k_{pm}k_{cn}k_{ocm}) + k_1T_{nd2} \right] T_{nd2} - 2J_{np}R_{1\text{э}}T_{1\text{э}} \right\} T_u}{k_2T_{nd}^2};$$

$$a_{24} = \left[ 1 - \frac{2J_{np} (R_{13} + k_{pm} k_{cn} k_{ocm})}{k_2 T_{нд2}^2} + \frac{2J_{np} R_{13} T_{13}}{k_2 T_{нд2}^3} \right] T_u.$$

Для динамического звена третьего порядка разработаны области показателей качества регулирования [44, 58], которые имеют следующее графическое отображение на плоскости параметров  $\frac{a_{14}}{a_{24}^2}$ ,  $\frac{a_{04}}{a_{24}^3}$  (рисунок 2.17).

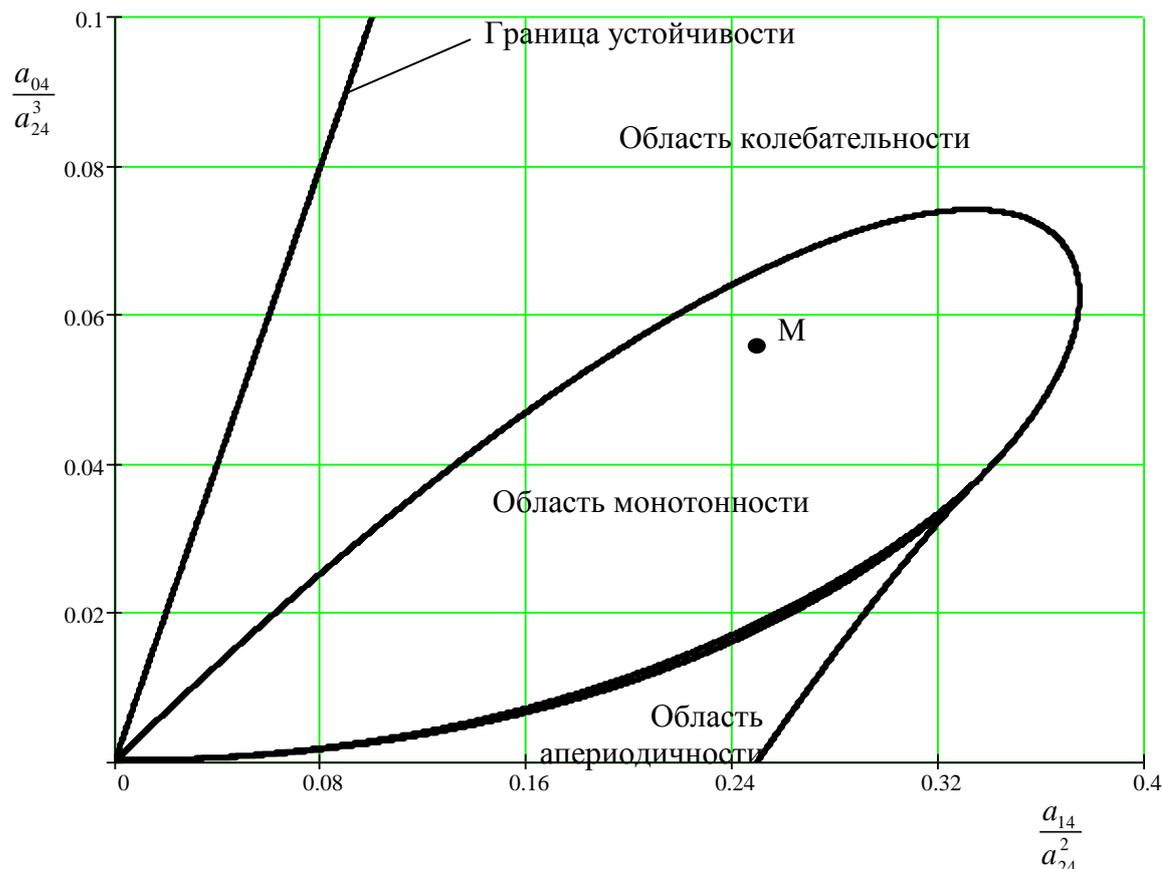


Рисунок 2.17 – Области показателей качества регулирования динамического звена (2.28)

Для выбора требуемой настройки интегрального регулятора расположим точку М, характеризующую некоторый характер переходного процесса в области монотонности, как показано на рисунке (2.17). Это обеспечит односторонний подход следящего электропривода к заданной координате, то есть без перебега. В данной случае абсцисса точки М равна 0,25, то есть

$$\frac{a_{14}}{a_{24}^2} = \frac{1}{4}. \quad (2.29)$$

Подставляя в (2.29) значения коэффициентов из (2.28), найдем формулу для определения постоянной времени интегрального регулятора [68]

$$T_u = \frac{4 \left\{ 2J_{np} \left[ R_{1\vartheta} (T_{n\vartheta 2} - T_{1\vartheta}) + k_{pm} k_{cn} k_{ocm} T_{n\vartheta 2} \right] + k_1 T_{n\vartheta 2}^2 \right\} k_2 T_{n\vartheta 2}^4}{\left[ k_2 T_{n\vartheta 2}^3 - 2J_{np} (R_{1\vartheta} + k_{pm} k_{cn} k_{ocm}) T_{n\vartheta 2} + 2J_{np} R_{1\vartheta} T_{1\vartheta} \right]^2}, \quad (2.30)$$

причем при расчетах берется второе промежуточное значение постоянной времени ПД-регулятора  $T_{n\vartheta 2}$ .

Формулы (2.18) – (2.30) отражают методику параметрического синтеза пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. Поскольку при расчетах необходимо выполнить ряд последовательных действий, описанных выше, то методика выбора параметров регуляторов может быть представлена в виде алгоритма (рисунок 2.18).

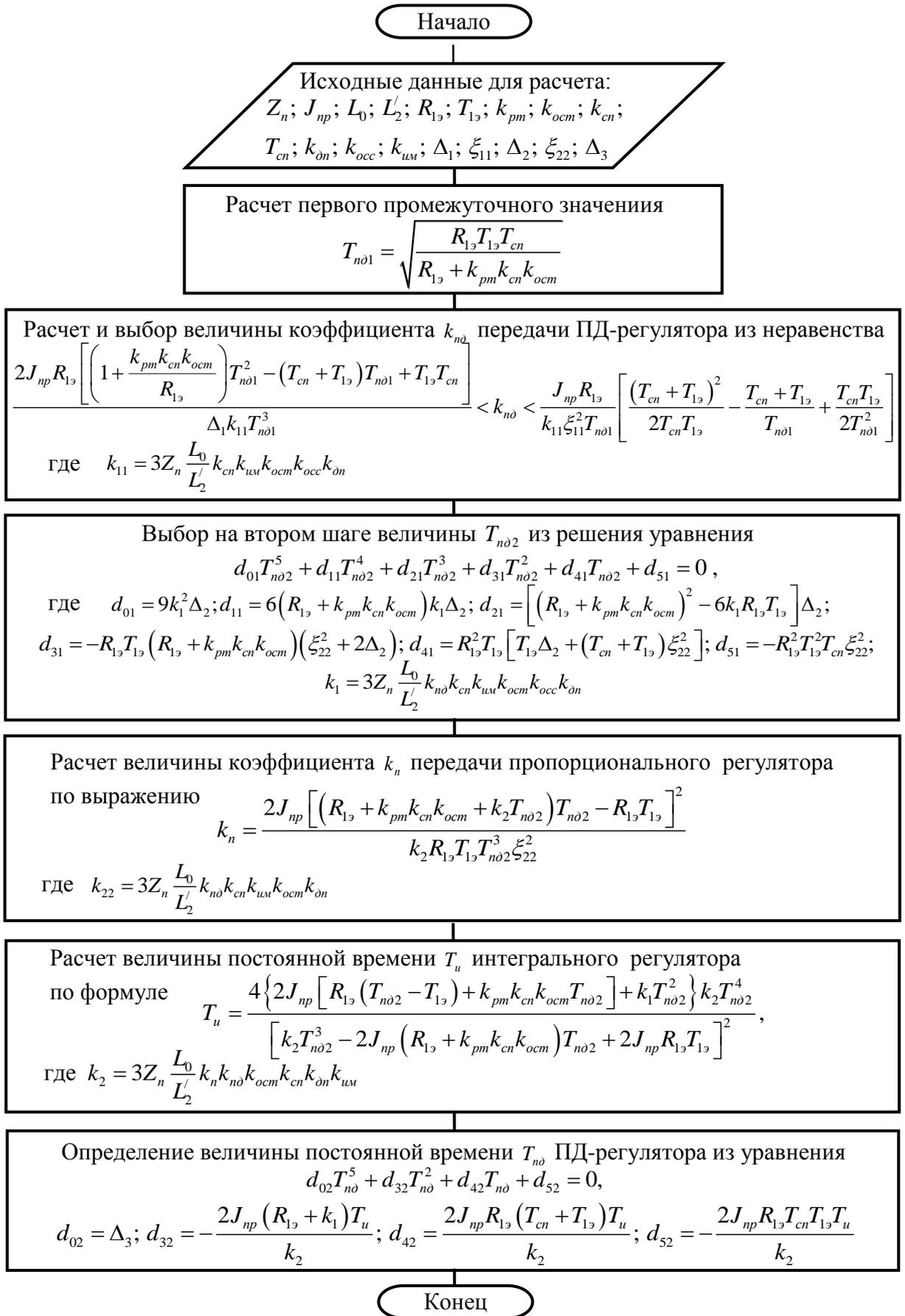


Рисунок 2.18 – Алгоритм расчета параметров регуляторов пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

### 2.3 Компьютерное моделирование аналогового прототипа пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Рассмотрим случай, когда следящий электропривод реализован с помощью асинхронного двигателя 1LA7083-2AA10-Z, оснащенного датчиком положения ротора (энкодером) с 1024 импульсов на оборот. В соответствии с формулами (2.18) – (2.30) по исходным данным:  $k_{он} = 1$ ,  $k_{ум} = 163$  дискрет/рад,  $k_{сн} = 0,0067$ ; В/дискрету,  $T_{сн} = 0,0008$  с,  $R_{1э} = 13,53$  Ом,  $T_{1э} = 0,0157$  с,  $T_2 = 0,0273$  с,  $Z_n = 1$ ,  $J_{np} = 0,001$  кгм<sup>2</sup>,  $k_{осм} = 6826$  дискрет/А,  $k_{осм} = 0,0128$  с,  $k_{pm} = 10$ , – рассчитаны параметры регуляторов предлагаемого пятиконтурного следящего электропривода:  $T_{нд} = 0,353$  с;  $k_{нд} = 16$ ;  $k_n = 4$ ;  $T_u = 0,0128$  с. Расчетная модель (рисунок 2.19), разработанная для этого случая, позволяет построить графики переходных процессов по управлению (рисунок 2.20) и возмущению (рисунок 2.21), а также частотные характеристики (рисунок 2.22) пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с выбранными настройками регуляторов. Анализ графиков показывает, что время переходного процесса в следящем электроприводе с асинхронным исполнительным двигателем составляет  $t_{nn} = 0,031$  с, перерегулирование равно  $\sigma = 1$  %, динамический провал при набросе момента в 1 Нм не превышает  $\Delta x_{max} = 2,6$  дискрет датчика положения, полоса пропускания частот составляет не менее 109 рад/с (17 Гц).

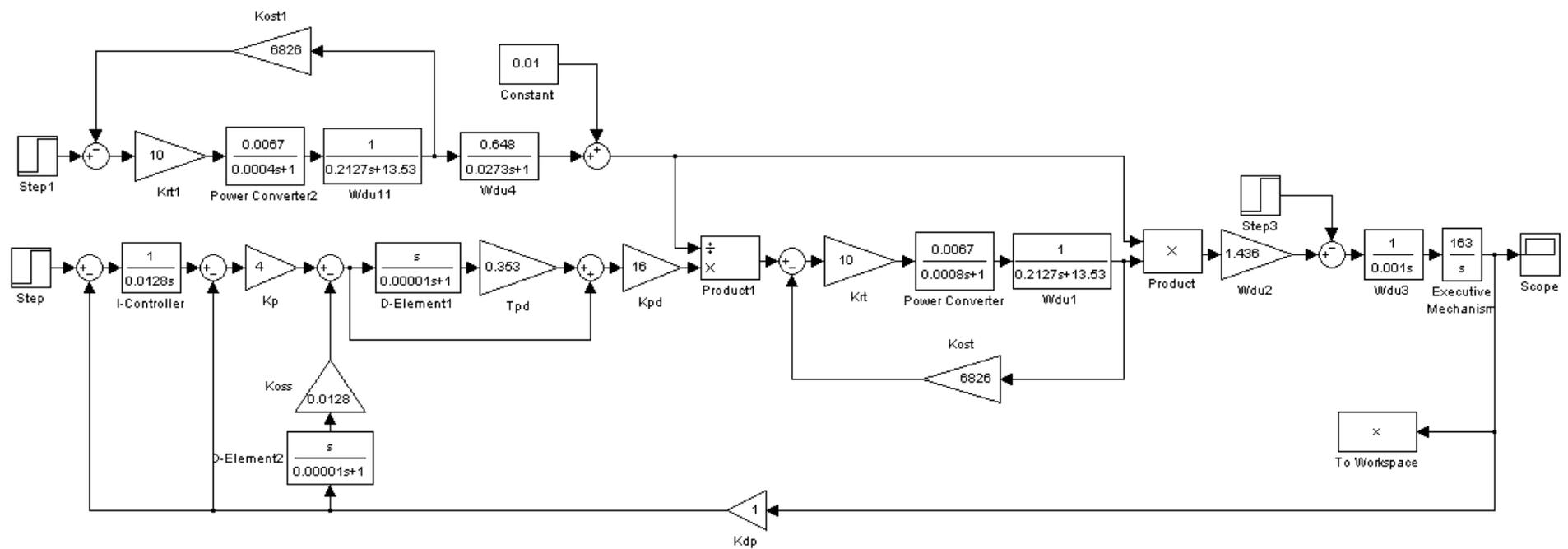


Рисунок 2.19 – Расчетная модель пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

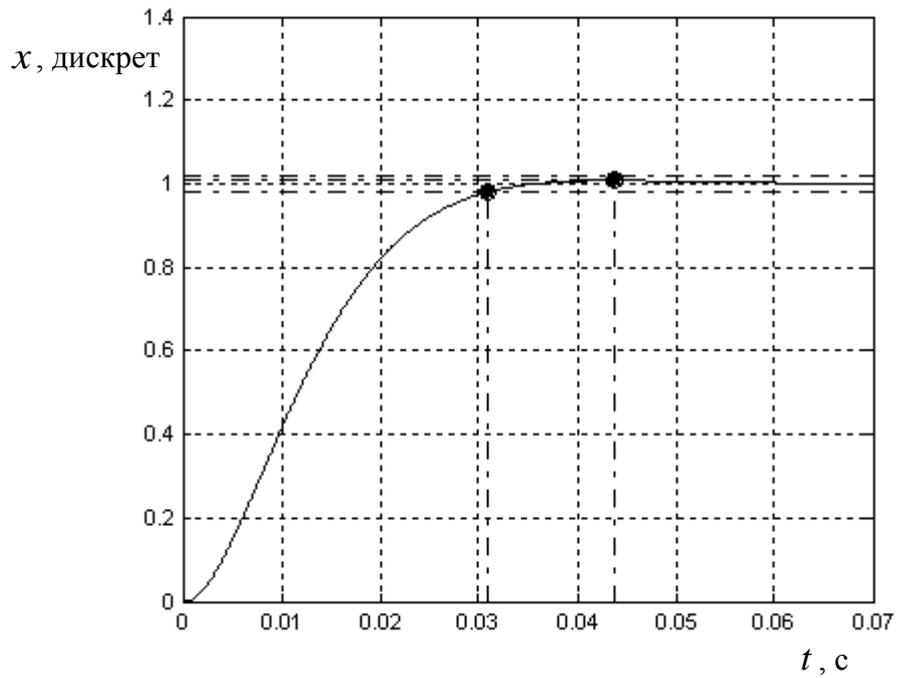


Рисунок 2.20 – График переходного процесса по управляющему воздействию в аналоговом прототипе пятиконтурного следящего электропривода

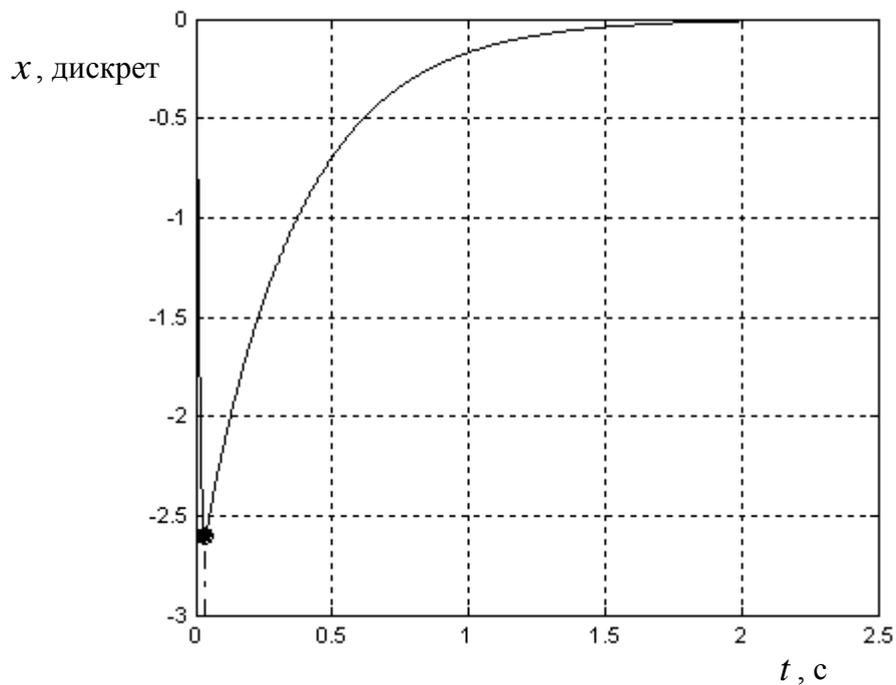


Рисунок 2.21 – График переходного процесса по возмущающему воздействию в аналоговом прототипе пятиконтурного следящего электропривода

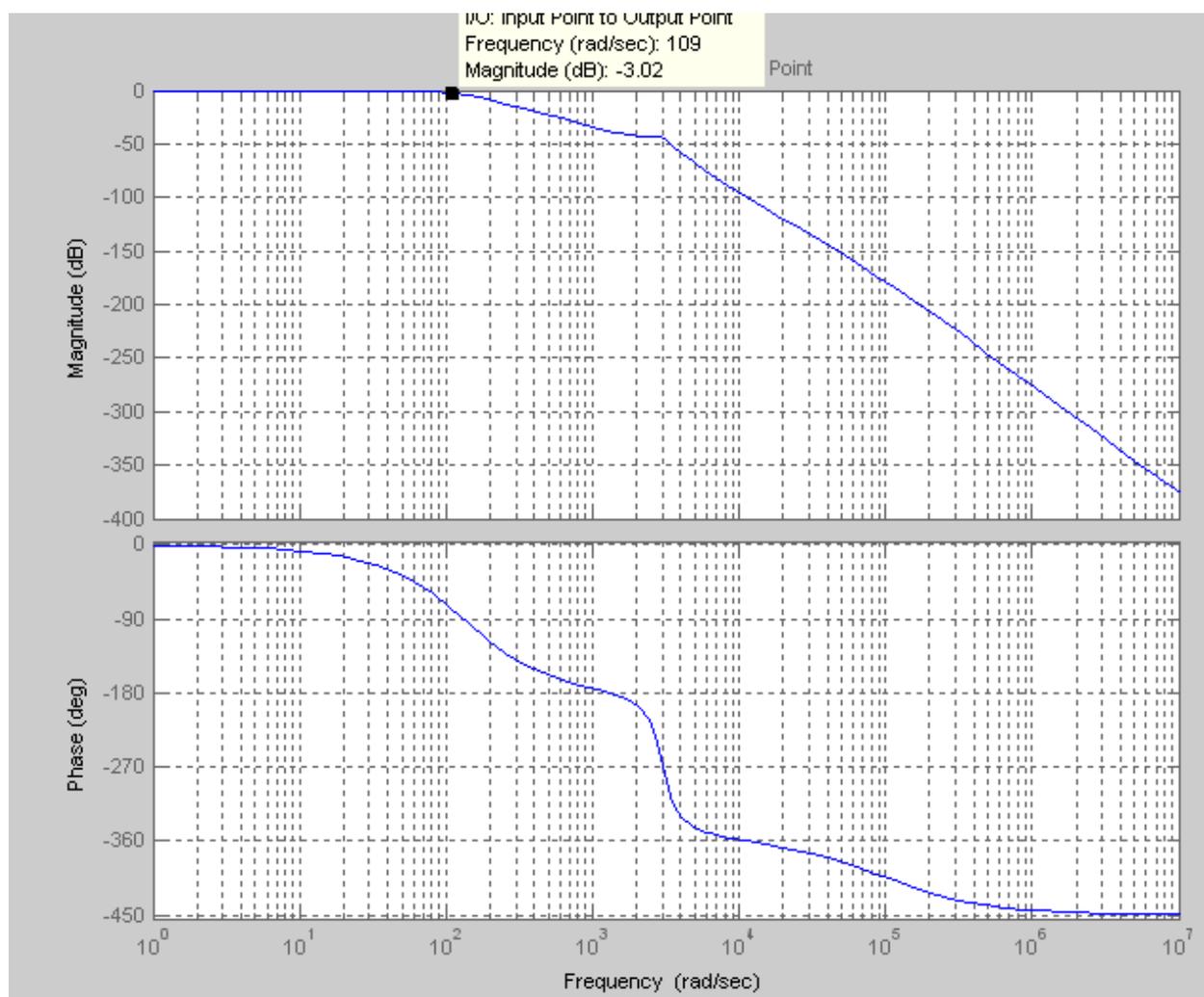


Рисунок 2.22 – Частотные характеристики аналогового прототипа пятиконтурного следящего электропривода

## 2.4 Параметрический синтез регуляторов четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Результаты, полученные выше, говорят о том, что пятиконтурный следящий электропривод обладает высоким быстродействием, но отличается относительно сложным структурным построением и методикой выбора настроек регуляторов. Кроме того, при его технической реализации необходимо вычисление двух производных (в ПД-регуляторе и при организации обратной связи по скорости). Поэтому предлагается значительно упростить следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем за счет исключения контура скорости (рисунок 2.23) [69]. На функциональной схеме связка блоков дифференцирования и интег-

рирования вроде бы дает то же самое измеренное значение положения. Но это сделано намеренно, поскольку во всех современных частотных преобразователях энкодеры кроме сигнала положения выдают производную от этого сигнала [42, 47 – 49]. Следует также отметить, что многие следящие электроприводы могут работать в разных системах отсчета, например, в абсолютных и относительных координатах [42]. Это также является аргументом в пользу сохранения как блока дифференцирования, так и блока интегрирования.

Структурная схема аналогового прототипа четырехконтурного следящего электропривода выглядит следующим образом (рисунок 2.24).

Параметрический синтез регуляторов четырехконтурного электропривода начнем с контуров тока. Для них применим методику СПР, при этом предположим, что в системе осуществляется компенсация ЭДС, а контуры регулирования составляющих тока статора настраиваются на технический оптимум [43]. Тогда регулятор тока должен быть пропорционально-интегральным с передаточной функцией

$$W_{pm}(p) = \frac{R_{1\sigma}(T_{1\sigma}p + 1)}{2k_{cn}k_{ocm}T_{\mu}p}, \quad (2.31)$$

где  $T_{\mu}$  – малая постоянная времени, за которую в аналоговом прототипе электропривода принимается постоянная времени силового преобразователя  $T_{cn}$ , а при цифровой технической реализации – время замыкания программного цикла (период дискретизации).

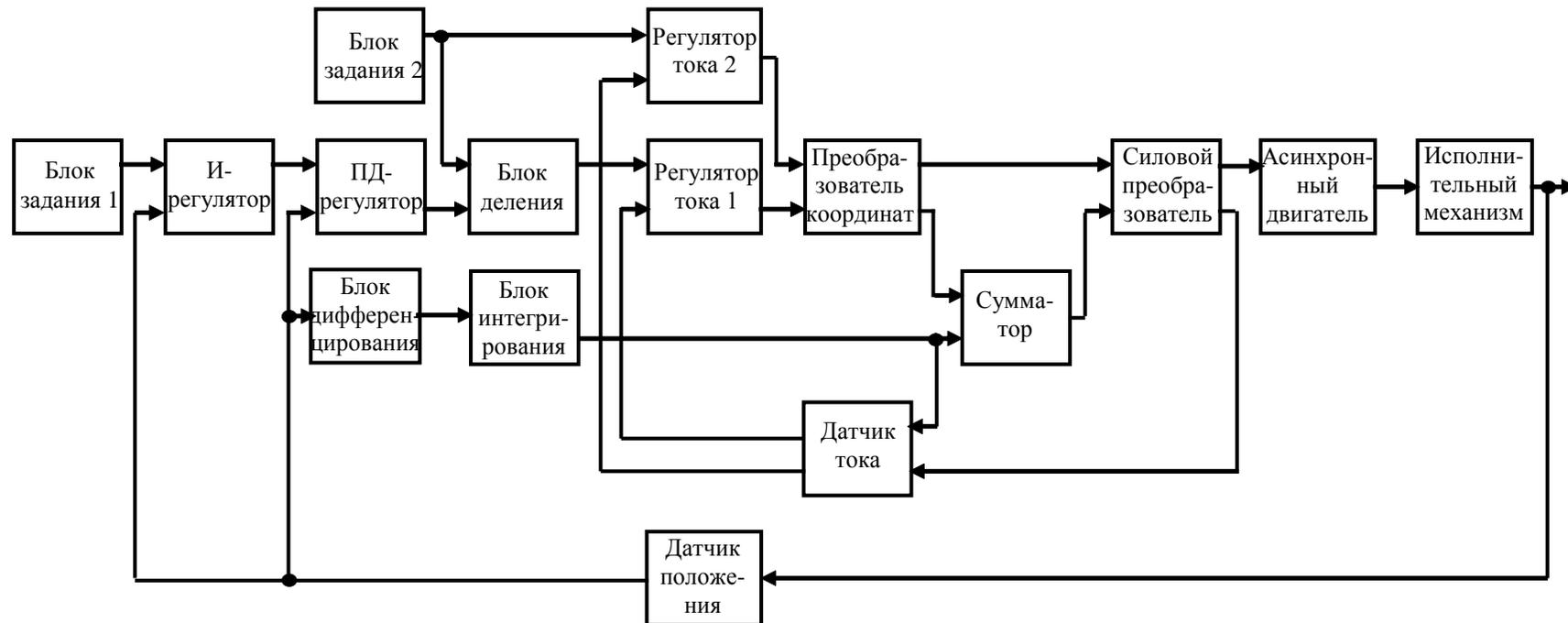


Рисунок 2.23 – Функциональная схема четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем и векторным управлением

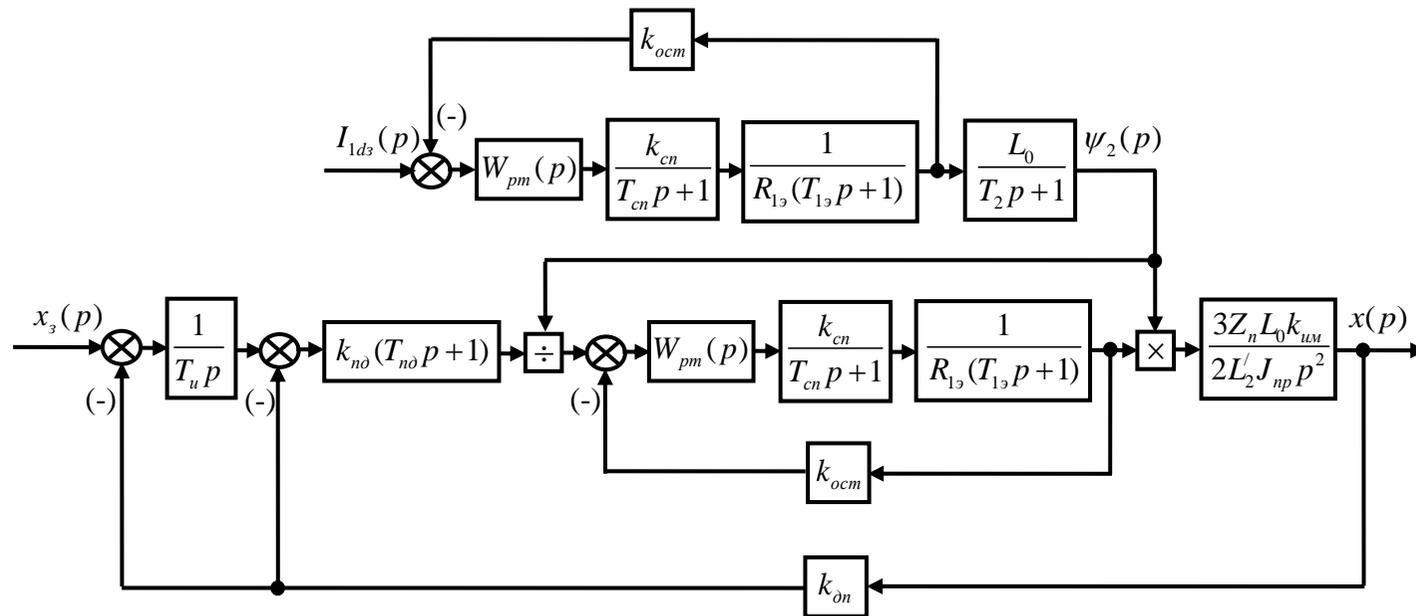


Рисунок 2.24 – Структурная схема аналогового прототипа четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Формулу (2.31) можно переписать в следующем виде

$$W_{pm}(p) = k_{pm} + \frac{1}{T_{pm}p}, \quad (2.32)$$

где  $k_{pm}$  и  $T_{pm}$  – коэффициент передачи и постоянная времени регуляторов тока, причем [70]

$$k_{pm} = \frac{R_{1\vartheta} T_{1\vartheta}}{2k_{cn} k_{ocm} T_{\mu}}, \quad T_{pm} = \frac{2k_{cn} k_{ocm} T_{\mu}}{R_{1\vartheta}}. \quad (2.33)$$

С учетом (2.31) передаточная замкнутого контура тока будет равна

$$W_{3m1}(p) = \frac{1}{k_{ocm} (2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1)}. \quad (2.34)$$

Передаточная функция внутреннего контура положения находится по известным правилам

$$W_{3n1}(p) = \frac{W_{nd}(p)W_{3m1}(p)W_{um}(p)}{1 + k_{on} W_{nd}(p)W_{3m1}(p)W_{um}(p)}, \quad (2.35)$$

где  $W_{um}(p) = \frac{3Z_n L_0 k_{um}}{2J_{np} L_2' p^2}$ .

Подставляя (2.34) в (2.35), получим передаточную функцию внутреннего замкнутого контура положения

$$W_{3n1}(p) = \frac{T_{nd} p + 1}{k_{on} (a_{05} p^4 + a_{15} p^3 + a_{25} p^2 + a_{35} p + 1)}, \quad (2.36)$$

где  $a_{05} = \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_{\mu}^2}{k_{222}}$ ;  $a_{15} = \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_{\mu}}{k_{222}}$ ;  $a_{25} = \frac{2J_{np} L_2' k_{ocm}}{k_{222}}$ ;  $a_{35} = T_{nd}$ ;

$$k_{222} = 3Z_n L_0 k_{nd} k_{um} k_{on}.$$

Передаточная функция внешнего контура положения равна

$$W_{3n2}(p) = \frac{W_u(p)W_{3n1}(p)}{1 + k_{on} W_u(p)W_{3n1}(p)}. \quad (2.37)$$

С учетом выражения (2.36) формулу (2.37) можно записать следующим образом

$$W_{3n22}(p) = \frac{T_{n\partial}p + 1}{k_{\partial n} (a_{06}p^5 + a_{16}p^4 + a_{26}p^3 + a_{36}p^2 + a_{46}p + 1)}, \quad (2.38)$$

$$\text{где } a_{06} = \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_{\mu}^2 T_u}{k_{222}}; \quad a_{16} = \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_{\mu} T_u}{k_{222}}; \quad a_{26} = \frac{2J_{np} L_2' k_{ocm} T_u}{k_{222}}; \quad a_{36} = T_u T_{n\partial};$$

$$a_{46} = T_u + T_{n\partial}$$

Передаточные функции (2.36) и (2.38) позволяют выбрать параметры интегрального и пропорционально-дифференциального регуляторов, обеспечивающих высокое быстродействие четырехконтурногоследящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. Действительно, если воспользоваться известным методом, изложенным в работах [59 – 62], то можно сформировать такой полюс каждой из этих передаточных функций, который с некоторой погрешностью  $\Delta$  будет соответствовать нулю. Поэтому деление числителя и знаменателя передаточной функции (2.36) на  $(T_{n\partial}p + 1)$  позволяет записать ее приближенное равенство

$$W_{3n11}(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} \left\{ \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_{\mu}^2}{k_{222} T_{n\partial}} p^3 + \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_{\mu} (T_{n\partial} - T_{\mu})}{k_{222} T_{n\partial}^2} p^2 + \frac{2J_{np} L_2' k_{ocm} [T_{n\partial}^2 - 2T_{\mu} (T_{n\partial} - T_{\mu})]}{k_{222} T_{n\partial}^3} p + 1 \right\}}. \quad (2.39)$$

Для записи в (2.39) строго равенства необходимо выполнение условия

$$a_{35} - \frac{2J_{np} L_2' k_{ocm} [T_{n\partial}^2 - 2T_{\mu} (T_{n\partial} - T_{\mu})]}{k_{222} T_{n\partial}^3} = T_{n\partial},$$

достичь которого в принципе невозможно. Однако, можно потребовать, чтобы величина полюса, компенсирующего нуль передаточной функции (2.36), была найдена с некоторой заранее заданной относительной погрешностью  $\Delta_2$

$$\frac{2J_{np} L_2' k_{ocm} [T_{n\partial}^2 - 2T_{\mu} (T_{n\partial} - T_{\mu})]}{k_{222} T_{n\partial}^3} = \Delta_2. \quad (2.40)$$

Потребуем также, чтобы во внутреннем контуре положения обеспечивался коэффициент демпфирования колебаний  $\xi_{22}$ . Это достигается выбором следующей величины коэффициента  $k_{222}$ :

$$k_{222} = \frac{J_{np} L_2' k_{ocm} \left[ T_{n\delta}^2 - 2T_\mu (T_{n\delta} - T_\mu) \right]^2}{4\xi_{22}^2 T_{n\delta}^4 T_\mu (T_{n\delta} - T_\mu)}. \quad (2.41)$$

Подставляя (2.41) в (2.40), после несложных алгебраических преобразований получим уравнение для определения промежуточной величины постоянной времени  $T_{n\delta 11}$  [70]

$$d_{03} T_{n\delta 11}^4 + d_{13} T_{n\delta 11}^3 + d_{23} T_{n\delta 11}^2 + d_{33} T_{n\delta 11} + d_{43} = 0, \quad (2.42)$$

где  $d_{03} = \Delta_2$ ;  $d_{13} = -4(\Delta_2 + 2\xi_{22}^2)T_\mu$ ;  $d_{23} = 8(\Delta_2 + 3\xi_{22}^2)T_\mu^2$ ;  $d_{33} = -8(\Delta_2 + 4\xi_{22}^2)T_\mu^3$ ;  $d_{43} = 4(\Delta_2 + 4\xi_{22}^2)T_\mu^4$ .

Значение  $T_{n\delta 2}$ , полученное из решения уравнения (2.42), используется для расчета необходимой величины коэффициента передачи ПД-регулятора [70]

$$k_{n\delta} = \frac{J_{np} L_2' k_{ocm} \left[ T_{n\delta 2}^2 - 2T_\mu (T_{n\delta 2} - T_\mu) \right]^2}{12\xi_{22}^2 Z_n L_0 k_{um} k_{on} T_{n\delta 2}^4 T_\mu (T_{n\delta 2} - T_\mu)}. \quad (2.43)$$

Аналогичное деление числителя и знаменателя передаточной функции (2.38) на  $(T_{n\delta} p + 1)$  также позволяет записать приближенное равенство

$$W_{3n22}(p) \approx \frac{1}{k_{on} \left\{ \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_\mu T_u}{k_{222} T_{n\delta}} p^4 + \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_\mu T_u (T_{n\delta} - T_\mu)}{k_{222} T_{n\delta}^2} p^3 + \frac{2J_{np} L_2' k_{ocm} T_u \left[ T_{n\delta}^2 - 2T_\mu (T_{n\delta} - T_\mu) \right]}{k_{222} T_{n\delta}^3} p^2 + \frac{T_u \left\{ k_{222} T_{n\delta}^4 - 2J_{np} L_2' k_{ocm} \left[ T_{n\delta}^2 - 2T_\mu (T_{n\delta} - T_\mu) \right] \right\}}{k_{222} T_{n\delta}^4} p + 1 \right\}}. \quad (2.44)$$

Для достижения строго равенства в (2.44) необходимо выполнение условия

$$a_{46} = \frac{T_u \left\{ k_{222} T_{n\delta}^4 - 2J_{np} L_2' k_{ocm} \left[ T_{n\delta}^2 - 2T_\mu (T_{n\delta} - T_\mu) \right] \right\}}{k_{222} T_{n\delta}^4} = T_{n\delta},$$

что также невозможно. Но задаваясь относительной погрешностью  $\Delta_3$  полюса, который компенсирует нуль передаточной функции (2.38), можно найти величину постоянной времени, обеспечивающую эту погрешность. Действительно,

$$\Delta_3 = \frac{T_u \left\{ k_{222} T_{nd}^4 - 2J_{np} L_2' k_{ocm} \left[ T_{nd}^2 - 2T_\mu (T_{nd} - T_\mu) \right] \right\}}{k_{222} T_{nd}^4 T_{nd}}.$$

Отсюда вытекает алгебраическое уравнение пятого порядка для определения уточненного значения  $T_{nd}$  постоянной времени ПД-регулятора [70]

$$\Delta_3 k_{222} T_{nd}^5 - 2J_{np} L_2' k_{ocm} T_u T_{nd}^2 + 4J_{np} L_2' k_{ocm} T_u T_\mu T_{nd} - 4J_{np} L_2' k_{ocm} T_u T_\mu^2 = 0. \quad (2.45)$$

Часть коэффициентов уравнения (2.45) содержат постоянную времени  $T_I$  интегрального регулятора. Она может быть определена из следующих соображений. Предположим, что величина  $\frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_\mu^2 T_u}{k_{222} T_{nd}}$  стремится к нулю. Тогда передаточную функцию (2.38) можно представить динамическим звеном третьего порядка

$$W_{3n22}(p) \approx \frac{1}{k_{on} (a_{07} p^3 + a_{17} p^2 + a_{27} p + 1)},$$

$$\text{где } a_{07} = \frac{4J_{np} L_2' k_{ocm} T_\mu T_u (T_{nd} - T_\mu)}{k_{222} T_{nd}^2}; \quad a_{17} = \frac{2J_{np} L_2' k_{ocm} T_u \left[ T_{nd}^2 - 2T_\mu (T_{nd} - T_\mu) \right]}{k_{222} T_{nd}^3};$$

$$a_{27} = \frac{T_u \left\{ k_{222} T_{nd}^4 - 2J_{np} L_2' k_{ocm} \left[ T_{nd}^2 - 2T_\mu (T_{nd} - T_\mu) \right] \right\}}{k_{222} T_{nd}^4},$$

для которого разработаны области показателей качества регулирования [44, 58].

Для обеспечения монотонного характера переходного процесса в аналоговом прототипе разрабатываемого следящего электропривода необходимо выполнение условий [44, 58]:

$$\left. \begin{aligned} a_{17} &\leq \frac{3a_{27}^2}{8}; \\ a_{07(1)} &< a_{07} < a_{07(2)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.46)$$

$$\text{где } a_{07(1,2)} = \frac{1}{6} \left( a_{17} a_{27} \mp \sqrt{a_{17}^2 a_{27}^2 - \frac{8a_{17}^3}{3}} \right).$$

Задаваясь соотношением между коэффициентами  $a_{07}$  и  $a_1$ :  $a_0 = \frac{a_2^3}{13,5}$ , – которое удовлетворяет неравенствам (2.46), найдем требуемую величину постоянной времени интегрального регулятора [70]

$$T_u = k_{222} T_{nd11}^5 \sqrt{\frac{54 J_{np} L_2' k_{ocm} T_\mu (T_{nd11} - T_\mu)}{\left\{ k_{222} T_{nd11}^4 - 2 J_{np} L_2' k_{ocm} [T_{nd11}^2 - 2 T_\mu (T_{nd11} - T_\mu)] \right\}^3}}, \quad (2.47)$$

причем для расчетов используем промежуточное значение  $T_{nd11}$  постоянной времени ПД-регулятора, полученное ранее. Теперь численными методами можно решить уравнение (2.45) и выбрать наибольший положительный действительный корень, который и будет представлять собой уточненное значение  $T_{nd}$  постоянной времени ПД-регулятора, применяемое при настройках электропривода.

Формулы (2.31) – (2.47) в совокупности с последовательностью действий отражают методику параметрического синтеза четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. Ее можно представить в виде алгоритма вычислений (рисунок 2.25). Очевидно, что с уменьшением числа контуров, алгоритм расчета настроек следящего электропривода значительно упростился.

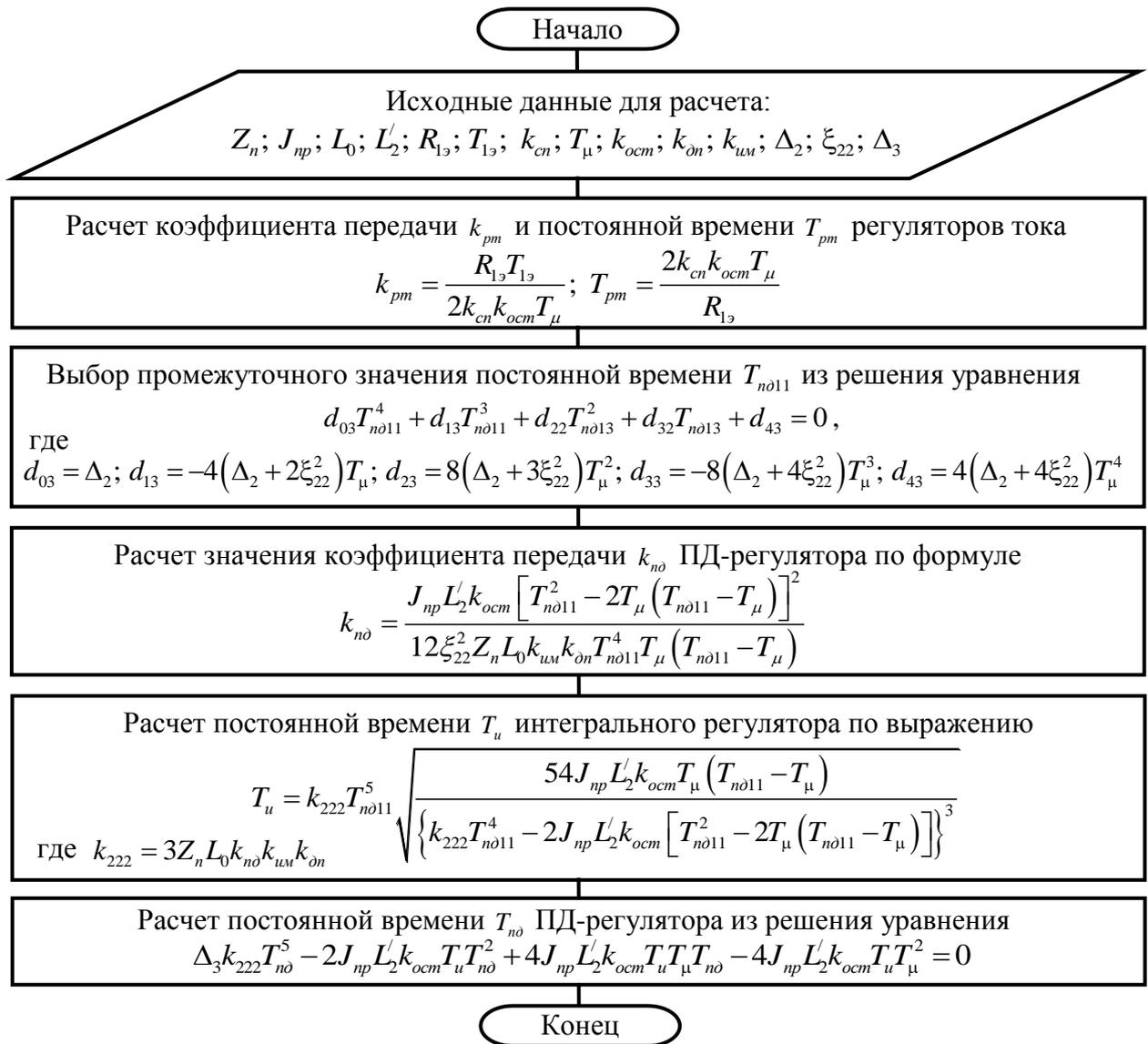


Рисунок 2.25 – Алгоритм расчета параметров регуляторов четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

## 2.5 Компьютерное моделирование аналогового прототипа четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Произведем расчет параметров и компьютерное моделирование аналогового прототипа четырехконтурного следящего электропривода для того же асинхронного двигателя и исходных данных, рассмотренных в разделе 2.3. По формулам (2.31) – (2.47) можно получить следующие настройки регуляторов:  $k_{pm} = 2,9$ ,

$T_{pm} = 0,0054$  с,  $T_{nd} = 0,2$  с;  $k_{nd} = 32$ ,  $T_u = 0,0128$  с. В соответствии со структурной схемой и численными значениями параметров разработана расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода (рисунок 2.26). С ее помощью построены графики переходных процессов по управляющему (рисунок 2.27) и возмущающему (рисунок 2.28) воздействиям, а также частотные характеристики электропривода (рисунок 2.29). Обработка результатов компьютерного моделирования показывает, что время переходного процесса составляет  $t_m = 0,0293$  с, перерегулирование равно нулю, динамический провал –  $\Delta x_{\max} = 8,5$  дискрет датчика положения, а полоса частот пропускания – 126 рад/с или 20 Гц.

Сравнительный анализ характеристик пятиконтурного и четырехконтурного следящих электроприводов с асинхронным исполнительным двигателем позволяет сделать вывод, что при более простой технической реализации четырехконтурный вариант несколько не уступает пятиконтурному. Но при отработке возмущающих воздействий пятиконтурный привод имеет лучшие показатели. В любом случае оба варианта превосходят по быстродействию существующие электропривода с асинхронными исполнительными двигателями в десятки раз.

Кроме быстродействия, статической точности и полосы пропускания важной характеристикой следящих электроприводов является скоростная ошибка [25]. Как известно, она определяется как установившееся значение ошибки слежения при изменяющемся с постоянной скоростью задающем воздействии.

Передаточные функции (2.17) и (2.38) позволяют аналитически определить величину скоростной ошибки  $\varepsilon_c$  в пятиконтурном и четырехконтурном следящих электроприводах.



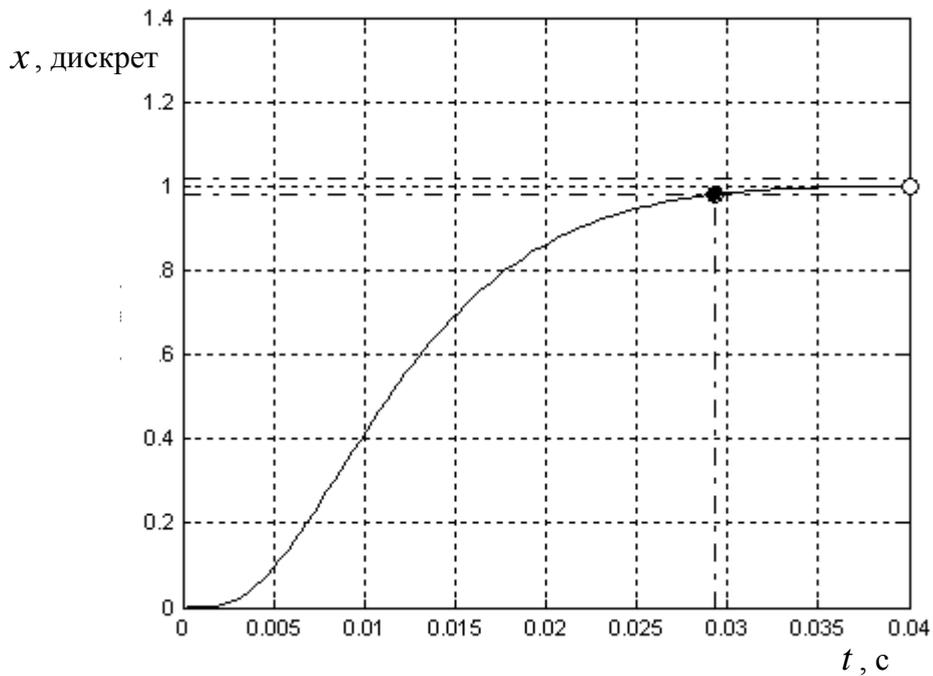


Рисунок 2.27 – График переходного процесса по управляющему воздействию в аналоговом прототипе четырехконтурного следящего электропривода

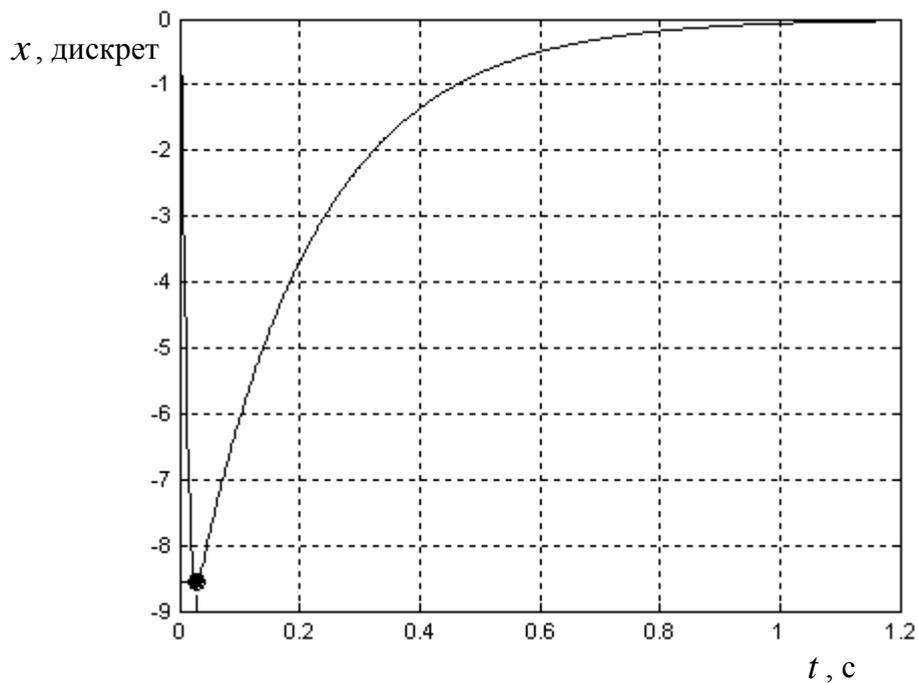


Рисунок 2.28 – График переходного процесса по возмущающему воздействию в аналоговом прототипе четырехконтурного следящего электропривода

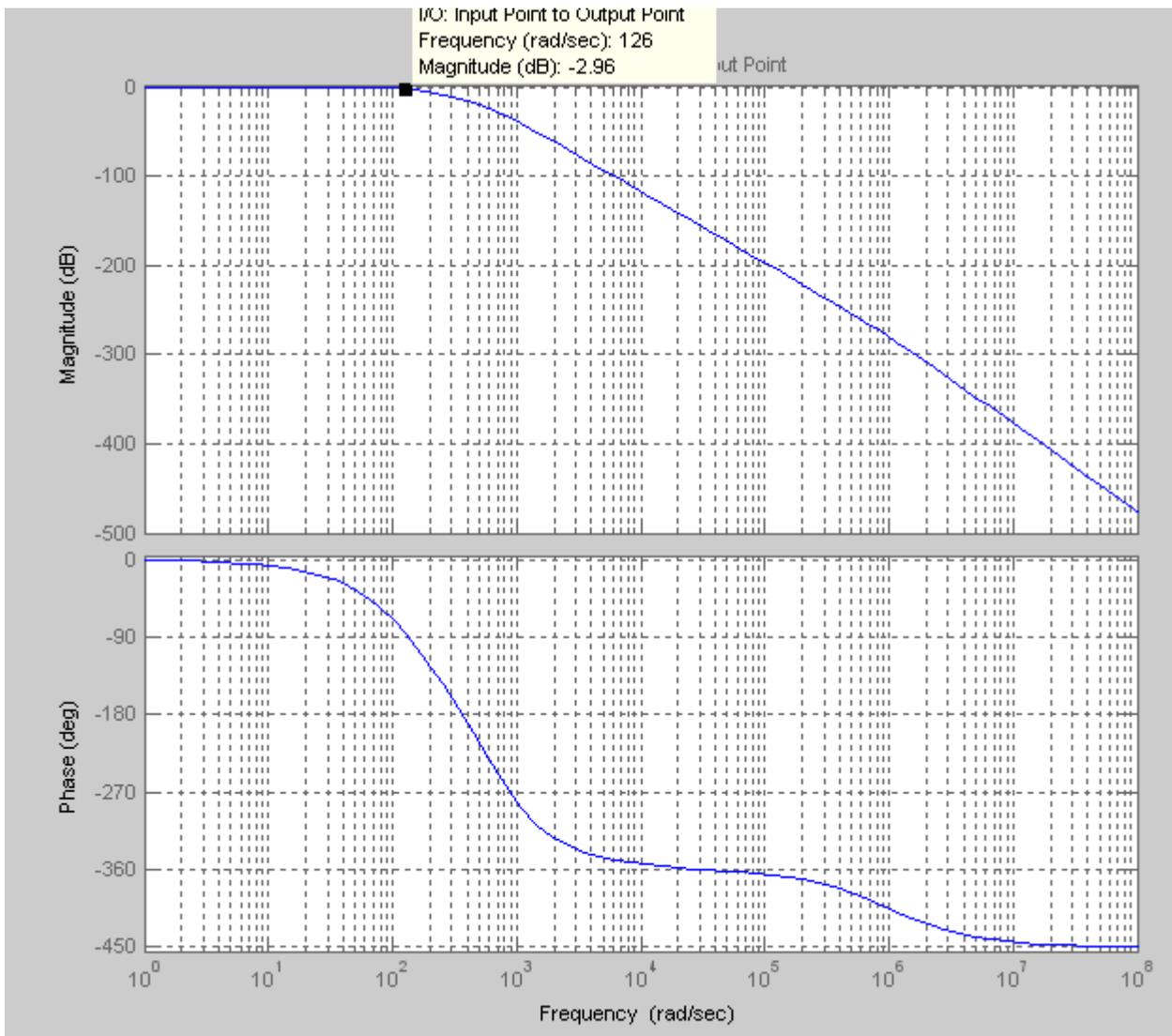


Рисунок 2.29 – Частотные характеристики аналогового прототипа четырехконтурного следящего электропривода

Простые алгебраические преобразования приводят к идентичной формуле, полученной в работе [20]

$$\varepsilon_c = T_u V_3,$$

где  $V_3$  – заданная скорость перемещения исполнительного механизма.

При скорости движения, соответствующей номинальной скорости рассматриваемого двигателя, скоростная ошибка будет равна  $\varepsilon_c = 655$  дискрет датчика положения. В случае необходимости скоростная ошибка сводится к нулю при любой скорости движения известными методами [71, 72].

## 2.6 Выводы по второй главе

1. Произведен выбор структурного построения, обеспечивающий повышение быстродействия следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.
2. Найдены передаточные функции аналоговых прототипов четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов.
3. Разработаны методики и алгоритмы параметрического синтеза регуляторов двух вариантов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями.
4. Проведено компьютерное моделирование аналоговых прототипов разработанных следящих электроприводов, показывающее их высокое быстродействие.

### **3 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КВАНТОВАНИЯ ПО ВРЕМЕНИ И УРОВНЮ НА СВОЙСТВА СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ**

#### **3.1 Структурные схемы разработанных вариантов быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем при цифровой технической реализации**

Техническая реализация регуляторов всех современных электроприводов осуществляется программно на микропроцессорах или микроконтроллерах, то есть на основе цифровой технике, которая обладает двумя особенностями: квантованием по времени и дискретизацией по уровню. Поэтому на этапе разработки необходимо провести исследование влияния этих явлений на свойства нового электропривода.

Влияние квантования по времени на свойства цифровой системы, как правило, учитывают с помощью дискретного преобразования Лапласа или z-преобразования [73 – 82], на основе которых получают дискретные математические модели исследуемого электропривода. На этом этапе пренебрегают квантованием по уровню, считая величину одной дискреты ничтожно малой по сравнению с максимальной числом, которое можно записать в разрядную сетку цифрового устройства. Однако, как показывают исследования, квантование по уровню оказывает существенное влияние на свойства цифрового следящего электропривода [59]. Поэтому необходимо проводить компьютерное моделирование, учитывающее нелинейность, вносимую процессом квантования по уровню в систему управления цифрового электропривода.

Если считать, что контур регулирования составляющей тока  $I_{1d}$  поддерживает потокосцепление  $\psi_2$  ротора постоянным, то структурную схему четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем можно представить следующим образом (рисунок 3.1).

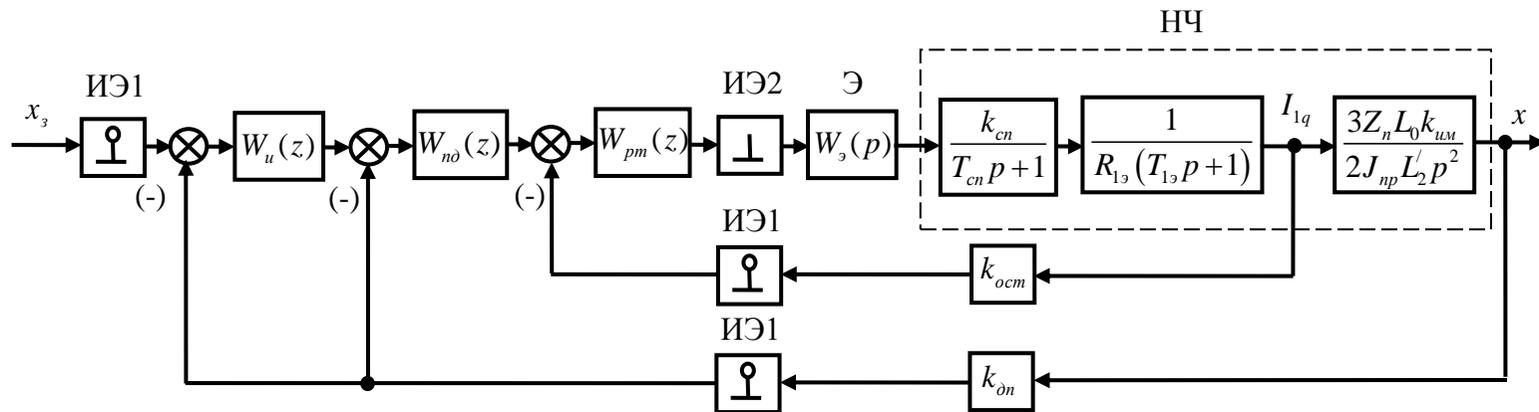


Рисунок 3.1 – Структурная схема цифрового четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени

Она учитывает, что непрерывный сигнал задания  $x_3$  и сигналы датчиков тока и положения с помощью идеальных импульсных элементов первого рода ИЭ1 [73] преобразуются в решетчатые функции. Цифровое управляющее устройство включает в себя интегральный регулятор, ПД-регулятор и регулятор тока с дискретными передаточными функциями  $W_u(z)$ ,  $W_{no}(z)$  и  $W_{pm}(z)$ , соответственно. Выходной сигнал регулятора тока через идеальный импульсный элемент второго рода ИЭ2 [73] подается на силовой частотный преобразователь, который кроме всего прочего выполняет собой функцию экстраполятора Э нулевого порядка (запоминание выходного сигнала регулятора тока на такт). Введение в структурную схему идеального импульсного элемента второго рода необходимо для представления экстраполятора (процесса запоминания на такт) в виде непрерывной передаточной функции  $W_s(p)$ . В непрерывную часть НЧ следящего электропривода входят собственно силовой преобразователь, асинхронный двигатель и исполнительный механизм с соответствующими передаточными функциями.

Структурная схема пятиконтурного следящего электропривода (рисунок 3.2) с учетом квантования по времени отличается от рассмотренной выше наличием в цифровом управляющем устройстве пропорционального регулятора с коэффициентом передачи  $k_n$  и обратной связи по скорости с дискретной передаточной функцией  $W_{occ}(z)$ .

Для получения математических моделей рассматриваемых вариантов следящих электроприводов, учитывающих цифровую техническую реализацию, необходимо перейти к структурному представлению, выраженному через дискретные передаточные функции. Тогда структурная схема четырехконтурного электропривода будет выглядеть так, как это показано на рисунке 3.3 [83]. Здесь появились две новых дискретных передаточных функций  $W_{01}(z)$  и  $W_{02}(z)$  непрерывной части системы с учетом экстраполятора нулевого порядка.

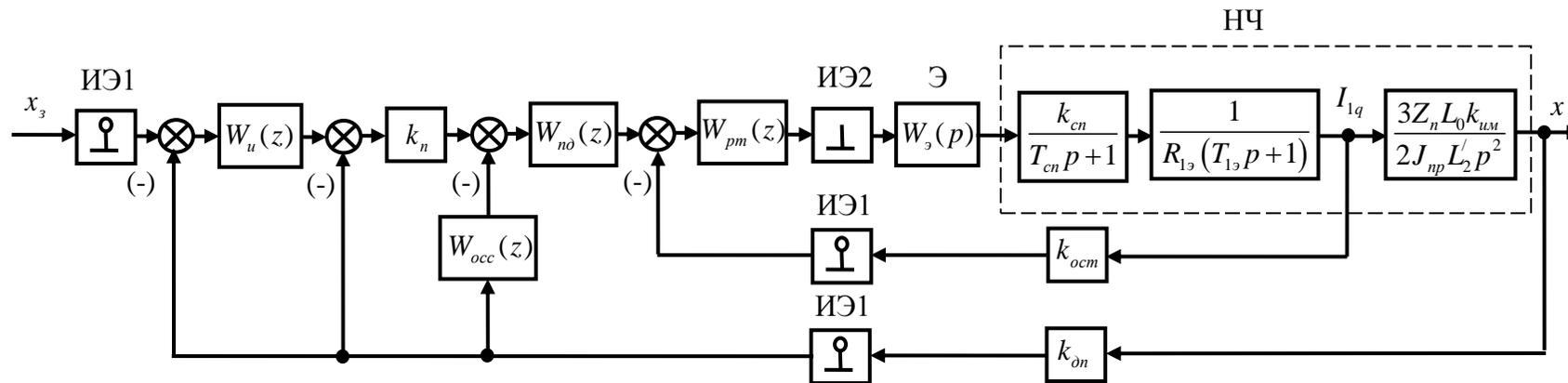


Рисунок 3.2 – Структурная схема цифрового пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени

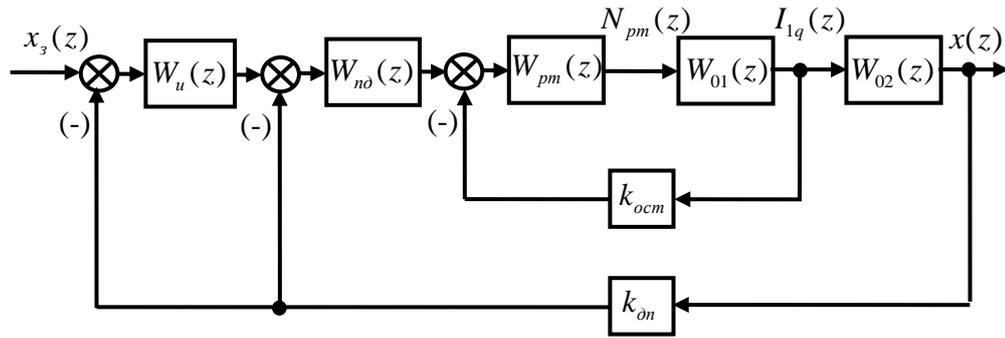


Рисунок 3.3 – Упрощенная структурная схема цифрового четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Аналогичная структурная схема пятиконтурного электропривода при переходе дискретным передаточным функциям приведена на рисунке 3.4.

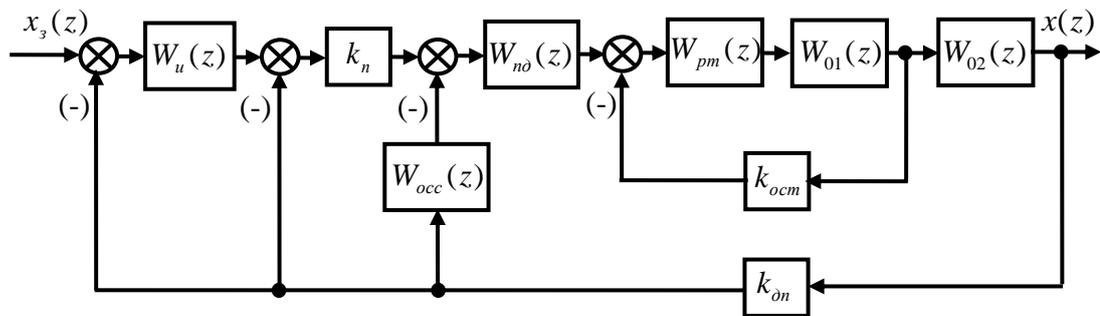


Рисунок 3.4 – Упрощенная структурная схема цифрового пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем

Для определения дискретных математических моделей разработанных вариантов следящих электроприводов необходимо, прежде всего, найти дискретные передаточные функции  $W_{01}(z)$  и  $W_{02}(z)$ .

### 3.2 Дискретные передаточные функции непрерывной части следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом экстраполятора нулевого порядка

Математическая модель объекта управления (силового преобразователя, асинхронного электродвигателя и исполнительного механизма) представлена на

структурной схеме в виде двух дискретных передаточных функций  $W_{01}(z)$  и  $W_{02}(z)$ . Они находятся с учетом экстраполятора нулевого порядка по известным правилам [73].

Дискретную передаточную функцию  $W_{01}(z)$  можно определить следующим образом

$$W_{01}(z) = \frac{I_{1q}(z)}{N_{pm}(z)} = \frac{k_{cn}(z-1)}{R_{1\sigma}z} Z \left\{ \frac{1}{(T_{cn}p+1)(T_{1\sigma}p+1)p} \right\}, \quad (3.1)$$

где  $Z$  – условное обозначение операции перехода от преобразований Лапласа к  $z$ -преобразованиям;  $I_{1q}$  – проекция тока статора, определяющая момент электродвигателя;  $N_{pm}$  – выходной сигнал регулятора тока;  $z = e^{pT}$  – комплексная переменная;  $T$  – период квантования по времени (период дискретизации).

Разложим выражение в фигурных скобках формулы (3.1) на сумму элементарных дробей

$$\frac{1}{(T_{cn}p+1)(T_{1\sigma}p+1)p} = \frac{A}{p} + \frac{B}{(T_{cn}p+1)} + \frac{C}{(T_{1\sigma}p+1)}. \quad (3.2)$$

Неизвестные коэффициенты  $A$ ,  $B$  и  $C$  можно определить, приведя правую часть (3.2) к общему знаменателю и приравняв числитель полученной дроби к 1. В результате получается выражение

$$(T_{cn}T_{1\sigma}A + T_{1\sigma}B + T_{cn}C)p^2 + [(T_{cn} + T_{1\sigma})A + B + C]p + A = 1. \quad (3.3)$$

Из формулы (3.3) следует, что для обеспечения равенства необходимо выполнение условий:  $A = 1$  и

$$\left. \begin{aligned} T_{cn}T_{1\sigma}A + T_{1\sigma}B + T_{cn}C &= 0; \\ (T_{cn} + T_{1\sigma})A + B + C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

Из решения системы уравнений (3.4) можно найти значения коэффициенты  $B$  и  $C$ , выраженные через параметры непрерывной части:

$$B = \frac{T_{cn}^2}{T_{1\sigma} - T_{cn}}; \quad C = -\frac{T_{1\sigma}^2}{T_{1\sigma} - T_{cn}}.$$

Подставляя коэффициенты  $A$ ,  $B$  и  $C$  формулу (3.2) и далее в (3.1), можно записать эквивалентное выражение для дискретной передаточной функции

$$W_{01}(z) = \frac{k_{cn}(z-1)}{R_{13}z} Z \left\{ \frac{1}{p} + \frac{T_{cn}^2}{T_{cn}p+1} - \frac{T_{13}^2}{T_{13}p+1} \right\}. \quad (3.5)$$

По таблицам  $z$ -преобразований [73] найдем изображения от элементарных дробей, входящих в формулу (3.5):

$$Z \left\{ \frac{1}{p} \right\} = \frac{z}{z-1}; \quad Z \left\{ \frac{T_{cn}^2}{T_{cn}p+1} \right\} = \frac{T_{cn}z}{z-d_1}; \quad Z \left\{ \frac{T_{13}^2}{T_{13}p+1} \right\} = \frac{T_{13}z}{z-d_2}, \quad (3.6)$$

где  $d_1 = e^{-\frac{T}{T_{cn}}}$ ;  $d_2 = e^{-\frac{T}{T_{13}}}$ .

Помня о том, что  $z$ -преобразования обладают свойством линейности, и подставляя (3.6) в выражение (3.5), получим дискретную передаточную функцию  $W_{01}(z)$  [83]:

$$W_{01}(z) = \frac{b_{01}z^2 + b_{11}z + b_{21}}{(z-d_1)(z-d_2)}, \quad (3.7)$$

где  $b_{01} = \frac{k_{cn}}{R_{13}}(1+T_{cn}-T_{13})$ ;  $b_{11} = \frac{k_{cn}}{R_{13}}[d_1+d_2+T_{cn}(1+d_2)-T_{13}(1-d_1)]$ ;

$b_{21} = \frac{k_{cn}}{R_{13}}(d_1d_2+d_2T_{cn}-d_1T_{13})$ .

Процесс определения дискретной передаточной функции  $W_{02}(z)$  разбивается на два этапа. На первом необходимо найти передаточную функцию  $W_0(z)$ , связывающую изображение  $x(z)$  с  $N_{pm}(z)$ . Для упрощения математических выкладок предположим, что постоянная времени  $T_{cn} \rightarrow 0$ , тогда

$$W_0(z) = \frac{3Z_n k_{cn} k_{um} L_0}{2J_{np} R_{13} L_2} \frac{(z-1)}{z} Z \left\{ \frac{1}{(T_{13}p+1)p^3} \right\}. \quad (3.8)$$

Разложим выражение в фигурных скобках (7) на сумму элементарных дробей:

$$\frac{1}{(T_{13}p+1)p^3} = \frac{A_1}{p^3} + \frac{B_1}{p^2} + \frac{C_1}{p} + \frac{D_1}{(T_{13}p+1)}, \quad (3.9)$$

где коэффициенты  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  и  $D_1$  находятся по тому же алгоритму, что и для выражения (3.2). После приведения правой части формулы (3.9) к общему знаменателю приходим к выводу, что для обеспечения равенства в (3.9) необходимо выполнение условия

$$(T_{1_3}C_1 + D_1)p^3 + [T_{1_3}B_1 + C_1]p^2 + [T_{1_3}A_1 + B_1]p + A_1 = 1$$

Отсюда следует, что коэффициент  $A_1 = 1$ , а значения остальных коэффициентов определяются из решения системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} T_{1_3}C_1 + D_1 &= 0; \\ T_{1_3}B_1 + C_1 &= 0; \\ T_{1_3} + B_1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

Производя над (3.10) несложные алгебраические преобразования, найдем коэффициенты  $B_1$ ,  $C_1$  и  $D_1$ :

$$B_1 = -T_{1_3}; \quad C_1 = T_{1_3}^2; \quad D_1 = -T_{1_3}^3.$$

Подставляя  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$ , и  $D_1$  в (3.9) и далее в (3.8), получим

$$W_0(z) = \frac{3Z_n k_{cn} k_{um} L_0}{2J_{np} R_{1_3} L'_2} \frac{(z-1)}{z} Z \left\{ \frac{1}{p^3} - \frac{T_{1_3}}{p^2} + \frac{T_{1_3}^2}{p} - \frac{T_{1_3}^3}{(T_{1_3}p+1)} \right\}. \quad (3.11)$$

По таблицам z-преобразования найдем изображения от полученных элементарных дробей:

$$Z \left\{ \frac{1}{p^3} \right\} = \frac{T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3}; \quad (3.12)$$

$$Z \left\{ \frac{T_{1_3}}{p^2} \right\} = \frac{TT_{1_3}z}{(z-1)^2}; \quad (3.13)$$

$$Z \left\{ \frac{T_{1_3}^2}{p} \right\} = \frac{T_{1_3}^2 z}{z-1}; \quad (3.14)$$

$$Z \left\{ \frac{T_{1_3}^3}{(T_{1_3}p+1)} \right\} = \frac{T_{1_3}^2 z}{(z-d_1)}. \quad (3.15)$$

Пользуясь свойством линейности z-преобразований, подставляя (3.12) – (3.15) в (3.11) и производя необходимые алгебраические преобразования, получим дискретную передаточную функцию  $W_0(z)$ :

$$W_0(z) = \frac{x(z)}{N_{pm}(z)} = \frac{b_0 z^2 + b_1 z + b_2}{(z-1)^2 (z-d_2)}, \quad (3.16)$$

$$\text{где } b_0 = \frac{3Z_n k_{cn} k_{um} L_0 \left[ (1-d_2)T_{19}^2 + \frac{T^2}{2} - TT_{19} \right]}{2J_{np} R_{19} L_2'};$$

$$b_1 = -\frac{3Z_n k_{cn} k_{um} L_0 \left[ 2(1-d_2)T_{19}^2 - (1-d_2)\frac{T^2}{2} - (1+d_2)TT_{19} \right]}{2J_{np} R_{19} L_2'};$$

$$b_2 = \frac{3Z_n k_{cn} k_{um} L_0 \left[ (1-d_2)T_{19}^2 - \frac{d_2 T^2}{2} - d_2 TT_{19} \right]}{2J_{np} R_{19} L_2'}.$$

При условии  $T_{cn} \rightarrow 0$  упрощается выражения передаточной функции (3.5)

$$W_{01}^{T_{cn}=0}(z) = \frac{k_{cn}(1-d_2)}{R_{19}(z-d_2)}. \quad (3.17)$$

Дискретная передаточная функция  $W_{02}(z)$  находится делением  $W_0(z)$  на  $W_{01}^{T_{cn}=0}(z)$ , поэтому с учетом формул (3.16) и (3.17)

$$W_{02}(z) = \frac{x(z)}{I_{1q}(z)} = \frac{b_{02} z^2 + b_{12} z + b_{22}}{z^2 + a_{18} z + a_{28}}, \quad (3.18)$$

$$\text{где } b_{02} = \frac{3Z_n k_{um} L_0 \left[ (1-d_2)T_{19}^2 + \frac{T^2}{2} - TT_{19} \right]}{2J_{np} L_2' (1-d_2)};$$

$$b_{12} = -\frac{3Z_n k_{um} L_0 \left[ 2(1-d_2)T_{19}^2 - (1-d_2)\frac{T^2}{2} - (1+d_2)TT_{19} \right]}{2J_{np} L_2' (1-d_2)}; \quad b_{22} = \frac{3Z_n k_{um} L_0 \left[ (1-d_2)T_{19}^2 - \frac{d_2 T^2}{2} - d_2 TT_{19} \right]}{2J_{np} L_2' (1-d_2)};$$

$$a_{18} = -2; \quad a_{28} = 1.$$

### 3.3 Дискретные передаточные функции разработанных вариантов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями

Для нахождения дискретных передаточных функций рассматриваемых вариантов следящих электроприводов необходимо, прежде всего, определиться с алгоритмом работы цифровых регуляторов. Именно от алгоритма расчета производных и интегралов зависит вид дискретных передаточных функций регуляторов. Предположим, что для упрощения технической реализации вычисление интегралов осуществляется по формулам нахождения полной суммы, а процедуры дифференцирования производятся по принципам определения первой обратной разности [73]. В этом случае дискретная передаточная функция интегрального регулятора будет иметь вид

$$W_u(z) = \frac{Tz}{T_u(z-1)}. \quad (3.19)$$

Дискретная передаточная функция пропорционально-дифференциального регулятора будет выглядеть следующим образом.

$$W_{nd}(z) = \frac{k_{nd}(T_{nd} + T) \left( z - \frac{T_{nd}}{T_{nd} + T} \right)}{Tz}. \quad (3.20)$$

Цифровой пропорционально-интегральный регулятор тока будет иметь следующую передаточную функцию

$$W_{pm}(z) = \frac{(k_{pm}T_{pm} + T) \left( z - \frac{k_{pm}T_{pm}}{k_{pm}T_{pm} + T} \right)}{T_{pm}(z-1)}. \quad (3.21)$$

Обратная связь по скорости определяется дискретной передаточной функцией вида

$$W_{occ}(z) = \frac{k_{occ}(z-1)}{Tz}. \quad (3.22)$$

После перехода к дискретным передаточным функциям правила преобразования структурных схем цифровых (импульсных) систем управления становятся

такими же, как и в непрерывных системах. Поэтому дискретная передаточная функция замкнутого контура тока как в четырехконтурном, так и в пятиконтурном следящем электроприводе будет определяться выражением

$$W_{zm}(z) = \frac{W_{pm}(z)W_{01}(z)}{1 + k_{ocm}W_{pm}(z)W_{01}(z)}. \quad (3.23)$$

Подставляя в (3.23) формулы (3.7) и (3.21) получим следующую передаточную функцию

$$W_{zm}^{nu}(z) = \frac{b_{09}z^2 + b_{19}z + b_{29}}{z^2 + a_{19}z + a_{29}}, \quad (3.24)$$

$$\text{где } b_{09} = \frac{K_m b_{01}}{1 + K_m k_{ocm} b_{01}}; \quad b_{19} = \frac{K_m b_{11}}{1 + K_m k_{ocm} b_{01}}; \quad b_{29} = \frac{K_m b_{21}}{1 + K_m k_{ocm} b_{01}};$$

$$a_{19} = -\frac{1 + d_1 - K_m k_{ocm} b_{11}}{1 + K_m k_{ocm} b_{01}}; \quad a_{29} = \frac{d_1 + K_m k_{ocm} b_{21}}{1 + K_m k_{ocm} b_{01}}; \quad K_m = \frac{k_{pm} T_{pm} + T}{T_{pm}}.$$

Формула (3.24) получена в предположении, что настройки регулятора тока выбраны из условий технического оптимума и с учетом обеспечения равенства

$$\frac{k_{pm} T_{pm}}{k_{pm} T_{pm} + T} = d_2.$$

В четырехконтурном электроприводе с ПИ-регулятором тока дискретная передаточная функция внутреннего замкнутого контура положения будет равна

$$W_{zn11}^{nu}(z) = \frac{W_{nd}(z)W_{zm}^{nu}(z)W_{02}(z)}{1 + k_{\partial n}W_{nd}(z)W_{zm}^{nu}(z)W_{02}(z)}. \quad (3.25)$$

Подставляя в (3.25) формулы (3.18), (3.20) и (3.24), получим

$$W_{zn11}^{nu}(z) = \frac{b_{010}z^5 + b_{110}z^4 + b_{210}z^3 + b_{310}z^2 + b_{410}z + b_{510}}{z^5 + a_{110}z^4 + a_{210}z^3 + a_{310}z^2 + a_{410}z + a_{510}}, \quad (3.26)$$

$$\text{где } b_{011} = \frac{K_{\partial} b_{02} b_{09}}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \quad b_{111} = \frac{K_{\partial} (b_{12} b_{09} + b_{02} b_{19} - d_3 b_{02} b_{09})}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{09}};$$

$$b_{210} = \frac{K_\delta [b_{22}b_{09} + b_{12}b_{19} + b_{02}b_{29} - d_3(b_{12}b_{09} + b_{02}b_{19})]}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}};$$

$$b_{310} = \frac{K_\delta [b_{22}b_{19} + b_{12}b_{29} - d_3(b_{22}b_{09} + b_{12}b_{19} + b_{02}b_{29})]}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}};$$

$$b_{410} = \frac{K_\delta [b_{22}b_{29} - d_3(b_{22}b_{19} + b_{12}b_{29})]}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}}; b_{510} = -\frac{K_\delta d_3 b_{22}b_{29}}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}}; K_\delta = \frac{k_{n\delta}(T_{n\delta} + T)}{T};$$

$$d_3 = \frac{T_{n\delta}}{T_{n\delta} + T}; a_{110} = \frac{a_{18} + a_{19} + K_\delta k_{\delta n} (b_{12}b_{09} + b_{02}b_{19} - d_3 b_{02}b_{09})}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}};$$

$$a_{210} = \frac{a_{28} + a_{18}a_{19} + a_{29} + K_\delta k_{\delta n} [b_{22}b_{09} + b_{12}b_{19} + b_{02}b_{29} - d_3(b_{12}b_{09} + b_{02}b_{19})]}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}};$$

$$a_{310} = \frac{a_{28}a_{19} + a_{18}a_{29} + K_\delta k_{\delta n} [b_{22}b_{19} + b_{12}b_{19} - d_3(b_{22}b_{09} + b_{12}b_{19} + b_{02}b_{29})]}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}};$$

$$a_{410} = \frac{a_{28}a_{29} + K_\delta k_{\delta n} [b_{12}b_{29} - d_3(b_{22}b_{19} + b_{12}b_{29})]}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}}; a_{510} = -\frac{K_\delta k_{\delta n} d_3 b_{22}b_{29}}{1 + K_\delta k_{\delta n} b_{02}b_{09}}.$$

Дискретная передаточная функция внешнего контура положения четырехконтурного электропривода находится по формуле

$$W_{3n22}^{nu}(z) = \frac{x(z)}{x_3(z)} = \frac{W_u(z)W_{3n11}(z)}{1 + k_{\delta n} W_u(z)W_{3n11}(z)}. \quad (3.27)$$

Подстановкой в (3.27) выражений (3.19) и (3.26) можно найти итоговое значение

$W_{3n22}^{nu}(z)$ :

$$W_{3n22}^{nu}(z) = \frac{b_{011}z^6 + b_{111}z^5 + b_{211}z^4 + b_{311}z^3 + b_{411}z^2 + b_{511}z}{z^6 + a_{111}z^5 + a_{211}z^4 + a_{311}z^3 + a_{411}z^2 + a_{511}z + a_{611}}, \quad (3.28)$$

$$\text{где } b_{011} = \frac{k_u b_{010}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}}; b_{111} = \frac{k_u b_{110}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}}; b_{211} = \frac{k_u b_{210}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}}; b_{311} = \frac{k_u b_{310}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}};$$

$$b_{411} = \frac{k_u b_{410}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}}; b_{511} = \frac{k_u b_{510}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}}; a_{111} = \frac{a_{110} - 1 + k_u k_{\delta n} b_{110}}{1 + k_u k_{\delta n} b_{010}};$$

$$a_{211} = \frac{a_{210} - a_{110} + k_u k_{\text{он}} b_{210}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{010}}; a_{311} = \frac{a_{310} - a_{210} + k_u k_{\text{он}} b_{310}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{010}}; a_{411} = \frac{a_{410} - a_{310} + k_u k_{\text{он}} b_{410}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{010}};$$

$$a_{511} = \frac{a_{510} - a_{410} + k_u k_{\text{он}} b_{510}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{010}}; a_{611} = -\frac{a_{510}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{010}}; k_u = \frac{T}{T_u}.$$

Если же в четырехконтурном следящем электроприводе применен пропорциональный регулятор тока с коэффициентом передачи  $k_{pm}$ , то передаточная функция замкнутого контура будет равна

$$W_{3m}^n(z) = \frac{b_{012}z^2 + b_{112}z + b_{212}}{z^2 + a_{112}z + a_{212}}, \quad (3.29)$$

$$\text{где } b_{012} = \frac{k_{pm} b_{01}}{1 + k_{pm} k_{\text{осм}} b_{01}}; b_{112} = \frac{k_{pm} b_{11}}{1 + k_{pm} k_{\text{осм}} b_{01}}; b_{212} = \frac{k_{pm} b_{21}}{1 + k_{pm} k_{\text{осм}} b_{01}};$$

$$a_{112} = -\frac{d_1 + d_2 - k_{pm} k_{\text{осм}} b_{11}}{1 + k_{pm} k_{\text{осм}} b_{01}}; a_{212} = \frac{d_1 d_2 + k_{pm} k_{\text{осм}} b_{21}}{1 + k_{pm} k_{\text{осм}} b_{01}}.$$

При этом формулы (3.25) и (3.27) позволяют последовательно найти дискретные передаточные функции четырехконтурного следящего электропривода и для этого случая. Для этого вместо  $W_{3m}^{nu}(z)$  в (3.25) подставляется  $W_{3m}^n(z)$  из формулы (3.29). Обозначая дискретную передаточную функцию внешнего контура положения четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем и пропорциональным регулятором тока  $W_{3n22}^n(z)$ , можно записать ее математическое отображение

$$W_{3n22}^n(z) = \frac{b_{014}z^6 + b_{114}z^5 + b_{214}z^4 + b_{314}z^3 + b_{414}z^2 + b_{514}z}{z^6 + a_{114}z^5 + a_{214}z^4 + a_{314}z^3 + a_{414}z^2 + a_{514}z + a_{614}}, \quad (3.30)$$

$$\text{где } b_{014} = \frac{k_u b_{013}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; b_{114} = \frac{k_u b_{114}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; b_{211} = \frac{k_u b_{214}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; b_{314} = \frac{k_u b_{313}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}};$$

$$b_{414} = \frac{k_u b_{413}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; b_{514} = \frac{k_u b_{513}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; a_{114} = \frac{a_{113} - 1 + k_u k_{\text{он}} b_{113}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}};$$

$$a_{214} = \frac{a_{213} - a_{113} + k_u k_{\text{он}} b_{213}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; a_{314} = \frac{a_{313} - a_{213} + k_u k_{\text{он}} b_{313}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}}; a_{414} = \frac{a_{413} - a_{313} + k_u k_{\text{он}} b_{413}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{013}};$$

$$\begin{aligned}
a_{514} &= \frac{a_{513} - a_{413} + k_u k_{\partial n} b_{513}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{013}}; \quad a_{614} = -\frac{a_{513}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{013}}; \quad b_{013} = \frac{K_{\partial} b_{02} b_{012}}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
b_{113} &= \frac{K_{\partial} (b_{12} b_{012} + b_{02} b_{112} - d_3 b_{02} b_{012})}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
b_{213} &= \frac{K_{\partial} [b_{22} b_{012} + b_{12} b_{112} + b_{02} b_{212} - d_3 (b_{12} b_{012} + b_{02} b_{112})]}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
b_{313} &= \frac{K_{\partial} [b_{12} b_{212} + b_{22} b_{112} - d_3 (b_{22} b_{012} + b_{12} b_{112} + b_{02} b_{212})]}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
b_{413} &= \frac{K_{\partial} [b_{22} b_{212} - d_3 (b_{22} b_{112} + b_{12} b_{212})]}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \quad b_{513} = -\frac{K_{\partial} d_3 b_{22} b_{212}}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
a_{113} &= \frac{a_{18} + a_{112} + K_{\partial} k_{\partial n} (b_{12} b_{012} + b_{02} b_{112} - d_3 b_{02} b_{012})}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
a_{213} &= \frac{a_{28} + a_{18} a_{112} + a_{212} + K_{\partial} k_{\partial n} [b_{22} b_{012} + b_{12} b_{112} + b_{02} b_{212} - d_3 (b_{22} b_{112} + b_{12} b_{012})]}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
a_{313} &= \frac{a_{28} a_{112} + a_{18} a_{212} + K_{\partial} k_{\partial n} [b_{22} b_{112} + b_{12} b_{212} - d_3 (b_{22} b_{012} + b_{12} b_{112} + b_{02} b_{212})]}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \\
a_{413} &= \frac{a_{28} a_{212} + K_{\partial} k_{\partial n} [b_{22} b_{212} - d_3 (b_{22} b_{112} + b_{12} b_{212})]}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \quad a_{513} = -\frac{K_{\partial} k_{\partial n} d_3 b_{22} b_{212}}{1 + K_{\partial} k_{\partial n} b_{02} b_{012}}.
\end{aligned}$$

В пятиконтурном следящем электроприводе с пропорциональным регулятором тока дискретная передаточная функция замкнутого скоростного контура определяется выражением

$$W_{zc}^n(z) = \frac{W_{nd}(z)W_{zm}^n(z)W_{02}(z)}{1 + k_{\partial n} W_{nd}(z)W_{zm}^n(z)W_{02}(z)}. \quad (3.31)$$

Подставляя в (3.31) формулы (3.18), (3.20) и (3.29), получим

$$W_{zc}^n(z) = \frac{b_{015} z^6 + b_{115} z^5 + b_{215} z^4 + b_{315} z^3 + b_{415} z^2 + b_{515} z}{z^6 + a_{115} z^5 + a_{215} z^4 + a_{315} z^3 + a_{415} z^2 + a_{515} z + a_{615}}, \quad (3.32)$$

$$\text{где } b_{015} = \frac{K_{\partial} b_{02} b_{012}}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{012}}; \quad b_{115} = \frac{K_{\partial} (b_{12} b_{012} + b_{02} b_{112} - d_3 b_{02} b_{012})}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{012}};$$

$$b_{215} = \frac{K_\partial [b_{22}b_{012} + b_{12}b_{112} + b_{02}b_{212} - d_3(b_{12}b_{012} + b_{02}b_{112})]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}};$$

$$b_{315} = \frac{K_\partial [b_{22}b_{112} + b_{12}b_{212} - d_3(b_{22}b_{012} + b_{12}b_{112} + b_{02}b_{212})]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}};$$

$$b_{415} = \frac{K_\partial [b_{22}b_{212} - d_3(b_{22}b_{112} + b_{12}b_{212})]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}}; \quad b_{515} = -\frac{K_\partial d_3 b_{22}b_{212}}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}}; \quad K_c = \frac{k_{occ}}{T};$$

$$a_{115} = \frac{a_{18} + a_{112} + K_\partial K_c k_{\partial n} [b_{12}b_{012} + b_{02}b_{112} - (1 + d_3)b_{02}b_{012}]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}};$$

$$a_{215} = \frac{a_{28} + a_{18}a_{112} + a_{212}}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}} + \frac{K_\partial K_c k_{\partial n} [b_{22}b_{012} + b_{12}b_{112} + b_{02}b_{212} + d_3 b_{02}b_{012} - (1 + d_3)(b_{12}b_{012} + b_{02}b_{112})]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}};$$

$$a_{315} = \frac{a_{28}a_{112} + a_{18}a_{212}}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}} + \frac{K_\partial K_c k_{\partial n} [b_{22}b_{112} + b_{12}b_{212} + d_3(b_{12}b_{012} + b_{02}b_{112}) - (1 + d_3)(b_{22}b_{012} + b_{12}b_{112} + b_{02}b_{212})]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}};$$

$$a_{415} = \frac{a_{28}a_{212} + K_\partial K_c k_{\partial n} [b_{22}b_{212} + d_3(b_{22}b_{012} + b_{12}b_{112} + b_{02}b_{212}) - (1 + d_3)(b_{22}b_{112} + b_{12}b_{212})]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}};$$

$$a_{515} = \frac{K_\partial K_c k_{\partial n} [d_3(b_{22}b_{112} + b_{12}b_{212}) - (1 + d_3)b_{22}b_{212}]}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}}; \quad a_{615} = \frac{K_\partial K_c k_{\partial n} d_3 b_{22}b_{212}}{1 + K_\partial K_c k_{\partial n} b_{02}b_{012}}.$$

Дискретная передаточная первого (внутреннего) контура положения равна

$$W_{3n1}^n(z) = \frac{k_n W_{3c}^n(z)}{1 + k_n k_{\partial n} W_{3c}^n(z)}$$

или с учетом (3.32)

$$W_{3n1}^n(z) = \frac{b_{016}z^6 + b_{116}z^5 + b_{216}z^4 + b_{316}z^3 + b_{416}z^2 + b_{516}z}{z^6 + a_{116}z^5 + a_{216}z^4 + a_{316}z^3 + a_{416}z^2 + a_{516}z + a_{616}}, \quad (3.33)$$

$$\text{где } b_{016} = \frac{k_n b_{015}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{015}}; \quad b_{116} = \frac{k_n b_{115}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{015}}; \quad b_{216} = \frac{k_n b_{215}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{015}}; \quad b_{316} = \frac{k_n b_{315}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{015}};$$

$$b_{416} = \frac{k_n b_{415}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}; b_{516} = \frac{k_n b_{515}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}; a_{116} = \frac{a_{115} + k_n k_{\text{он}} b_{115}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}; a_{216} = \frac{a_{215} + k_n k_{\text{он}} b_{215}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}};$$

$$a_{316} = \frac{a_{315} + k_n k_{\text{он}} b_{315}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}; a_{416} = \frac{a_{415} + k_n k_{\text{он}} b_{415}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}; a_{516} = \frac{a_{515} + k_n k_{\text{он}} b_{515}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}; a_{616} = \frac{a_{615}}{1 + k_n k_{\text{он}} b_{015}}.$$

Дискретная передаточная функция всего пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем и пропорциональным регулятором тока определяется выражением

$$W_{\text{зн}2}^n(z) = \frac{W_u(z)W_{\text{зн}1}^n(z)}{1 + k_{\text{он}} W_u(z)W_{\text{зн}1}^n(z)}. \quad (3.34)$$

С учетом (3.19) и (3.32) формулу (3.34) можно переписать следующим образом

$$W_{\text{зн}2}^n(z) = \frac{b_{017}z^7 + b_{117}z^6 + b_{217}z^5 + b_{317}z^4 + b_{417}z^3 + b_{517}z^2}{z^7 + a_{117}z^6 + a_{217}z^5 + a_{317}z^4 + a_{417}z^3 + a_{517}z^2 + a_{617}z + a_{717}}, \quad (3.35)$$

$$\text{где } b_{017} = \frac{k_u b_{016}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; b_{117} = \frac{k_u b_{116}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; b_{217} = \frac{k_u b_{216}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; b_{317} = \frac{k_u b_{316}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}};$$

$$b_{417} = \frac{k_u b_{416}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; b_{517} = \frac{k_u b_{516}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; a_{117} = \frac{a_{116} - 1 + k_u k_{\text{он}} b_{116}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}};$$

$$a_{217} = \frac{a_{216} - a_{116} + k_u k_{\text{он}} b_{216}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; a_{317} = \frac{a_{316} - a_{216} + k_u k_{\text{он}} b_{316}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; a_{417} = \frac{a_{416} - a_{316} + k_u k_{\text{он}} b_{416}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}};$$

$$a_{517} = \frac{a_{516} - a_{416} + k_u k_{\text{он}} b_{516}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; a_{617} = \frac{a_{616} - a_{516}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}; a_{717} = -\frac{a_{616}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{016}}.$$

Аналогично может быть получена дискретная передаточная функция  $W_{\text{зн}2}^{mu}(z)$  замкнутого пятиконтурного следящего электропривода и для случая, когда в контуре тока применяется ПИ-регулятор

$$W_{\text{зн}2}^{mu}(z) = \frac{b_{020}z^7 + b_{120}z^6 + b_{220}z^5 + b_{320}z^4 + b_{420}z^3 + b_{520}z^2}{z^7 + a_{120}z^6 + a_{220}z^5 + a_{320}z^4 + a_{420}z^3 + a_{520}z^2 + a_{620}z + a_{720}}, \quad (3.36)$$

$$\text{где } b_{020} = \frac{k_u b_{019}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}}; b_{120} = \frac{k_u b_{119}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}}; b_{220} = \frac{k_u b_{219}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}}; b_{320} = \frac{k_u b_{319}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}};$$

$$b_{420} = \frac{k_u b_{419}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}}; b_{520} = \frac{k_u b_{519}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}}; a_{120} = \frac{a_{119} - 1 + k_u k_{\text{он}} b_{119}}{1 + k_u k_{\text{он}} b_{019}};$$

$$\begin{aligned}
a_{220} &= \frac{a_{219} - a_{119} + k_u k_{\partial n} b_{219}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{019}}; a_{320} = \frac{a_{319} - a_{219} + k_u k_{\partial n} b_{319}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{019}}; a_{420} = \frac{a_{419} - a_{319} + k_u k_{\partial n} b_{419}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{019}}; \\
a_{520} &= \frac{a_{519} - a_{419} + k_u k_{\partial n} b_{119}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{019}}; a_{620} = \frac{a_{619} - a_{519}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{019}}; a_{720} = -\frac{a_{619}}{1 + k_u k_{\partial n} b_{019}}; b_{019} = \frac{k_n b_{018}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; \\
b_{119} &= \frac{k_n b_{118}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; b_{219} = \frac{k_n b_{218}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; b_{319} = \frac{k_n b_{318}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; b_{419} = \frac{k_n b_{418}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; \\
b_{519} &= \frac{k_n b_{518}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; a_{119} = \frac{a_{118} + k_n k_{\partial n} b_{118}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; a_{219} = \frac{a_{218} + k_n k_{\partial n} b_{218}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; a_{319} = \frac{a_{315} + k_n k_{\partial n} b_{318}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; \\
a_{419} &= \frac{a_{418} + k_n k_{\partial n} b_{418}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; a_{519} = \frac{a_{518} + k_n k_{\partial n} b_{518}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; a_{619} = \frac{a_{618}}{1 + k_n k_{\partial n} b_{018}}; b_{018} = \frac{K_{\partial} b_{02} b_{09}}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
b_{118} &= \frac{K_{\partial} (b_{12} b_{09} + b_{02} b_{19} - d_3 b_{02} b_{09})}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; b_{218} = \frac{K_{\partial} [b_{22} b_{09} + b_{12} b_{19} + b_{02} b_{29} - d_3 (b_{12} b_{09} + b_{02} b_{19})]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
b_{318} &= \frac{K_{\partial} [b_{22} b_{19} + b_{12} b_{29} - d_3 (b_{22} b_{09} + b_{12} b_{19} + b_{02} b_{29})]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
b_{418} &= \frac{K_{\partial} [b_{22} b_{29} - d_3 (b_{22} b_{19} + b_{12} b_{29})]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; b_{518} = -\frac{K_{\partial} d_3 b_{22} b_{29}}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
a_{118} &= \frac{a_{18} + a_{19} + K_{\partial} K_c k_{\partial n} [b_{12} b_{09} + b_{02} b_{19} - (1 + d_3) b_{02} b_{09}]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
a_{218} &= \frac{a_{28} + a_{18} a_{19} + a_{29}}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}} + \\
&+ \frac{K_{\partial} K_c k_{\partial n} [b_{22} b_{09} + b_{12} b_{19} + b_{02} b_{29} + d_3 b_{02} b_{09} - (1 + d_3) (b_{12} b_{09} + b_{02} b_{19})]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
a_{318} &= \frac{a_{28} a_{19} + a_{18} a_{29}}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}} \\
&+ \frac{K_{\partial} K_c k_{\partial n} [b_{22} b_{19} + b_{12} b_{29} + d_3 (b_{12} b_{09} + b_{02} b_{19}) - (1 + d_3) (b_{22} b_{09} + b_{12} b_{19} + b_{02} b_{29})]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
a_{418} &= \frac{a_{28} a_{29} + K_{\partial} K_c k_{\partial n} [b_{22} b_{29} + d_3 (b_{22} b_{09} + b_{12} b_{19} + b_{02} b_{29}) - (1 + d_3) (b_{22} b_{19} + b_{12} b_{29})]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; \\
a_{518} &= \frac{K_{\partial} K_c k_{\partial n} [d_3 (b_{22} b_{19} + b_{12} b_{29}) - (1 + d_3) b_{22} b_{29}]}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}; a_{618} = \frac{K_{\partial} K_c k_{\partial n} d_3 b_{22} b_{29}}{1 + K_{\partial} K_c k_{\partial n} b_{02} b_{09}}.
\end{aligned}$$

Полученные математические выражения (3.7), (3.18 – 3.36) позволяют анализировать динамические свойства разработанных вариантов цифровых следящих электроприводов при разных сочетаниях параметров настроек регуляторов и периода дискретизации. Это в свою очередь дает возможность на этапе проектирования сформулировать необходимые требования к вычислительному ядру (микроконтроллеру), на котором будет реализован следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем.

### 3.4 Оценка адекватности разработанных математических моделей цифровых следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями

Оценку адекватности полученных выше дискретных передаточных функций произведем методом компьютерного моделирования разработанных вариантов цифровых следящих электроприводов в программной среде Matlab Simulink и сравнением с результатами моделирования непрерывных прототипов этих же электроприводов. Для четырехконтурного электропривода с асинхронным двигателем 1LA7083-2AA10-Z, оснащенный датчиком угла поворота с 1024 импульсов на оборот, и в случае применения ПИИ-регулятора тока рассчитаны коэффициенты

$$\text{передаточной функции } W_{zn22}^{nu}(z) = \frac{b_{011}z^6 + b_{111}z^5 + b_{211}z^4 + b_{311}z^3 + b_{411}z^2 + b_{511}z}{z^6 + a_{111}z^5 + a_{211}z^4 + a_{311}z^3 + a_{411}z^2 + a_{511}z + a_{611}};$$

$b_{011} = 1,645278 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_{111} = 2,691056 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_{211} = -0,01069744$ ;  $b_{311} = 6,518723 \cdot 10^{-3}$ ;  
 $b_{411} = 4,024571 \cdot 10^{-4}$ ;  $b_{511} = -5,588412 \cdot 10^{-4}$ ;  $a_{111} = -4,182111689$ ;  $a_{211} = 6,889113816$ ;  
 $a_{311} = -5,571195687$ ;  $a_{411} = 2,21279614$ ;  $a_{511} = -0,3575428$ ;  $a_{611} = 8,94146 \cdot 10^{-3}$ . Значения коэффициентов найдены для  $T = 0,0008$  с и настроек регуляторов, определенных во второй главе:  $k_{pm} = 2,9$ ,  $T_{pm} = 0,0054$  с,  $k_{no} = 32$ ,  $T_{no} = 0,2$  с,  $T_u = 0,0128$  с. Дискретная передаточная функция (3.28) смоделирована в программной среде Matlab Simulink (рисунок 3.5). График переходного процесса (рисунок 3.6), построенный с помощью этой модели, имеет следующие показатели: время переходного процесса  $t_{mn} = 0,0296$  с, перерегулирование  $\sigma = 0,65$  %.



Рисунок 3.5 – Расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным двигателем 1LA7083-2AA10-Z в виде дискретной передаточной функции

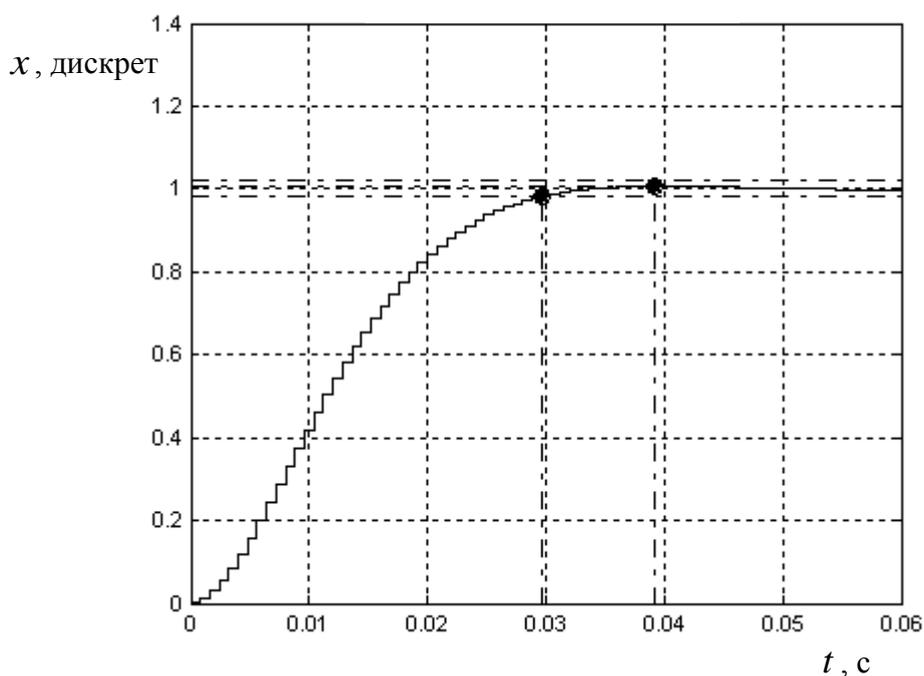


Рисунок 3.6 – График переходного процесса в четырехконтурном следящем электроприводе, построенный по дискретной передаточной функции (3.28)

Сравнение с аналогичным графиком, полученным для непрерывного прототипа (рисунок 2.27), показывает их хорошее совпадение. Действительно, если судить по времени переходного процесса, расхождение составляет порядка 1 %. Цифровой четырехконтурный следящий электропривод смоделирован и другими методами (рисунки 3.7 и 3.8).

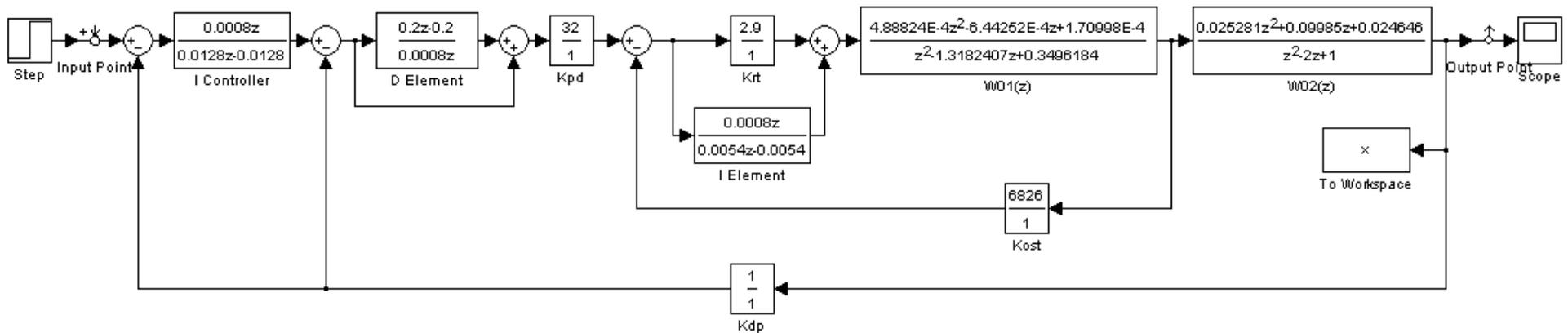


Рисунок 3.7 – Расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода, выраженная через дискретные передаточные функции регуляторов и непрерывной части

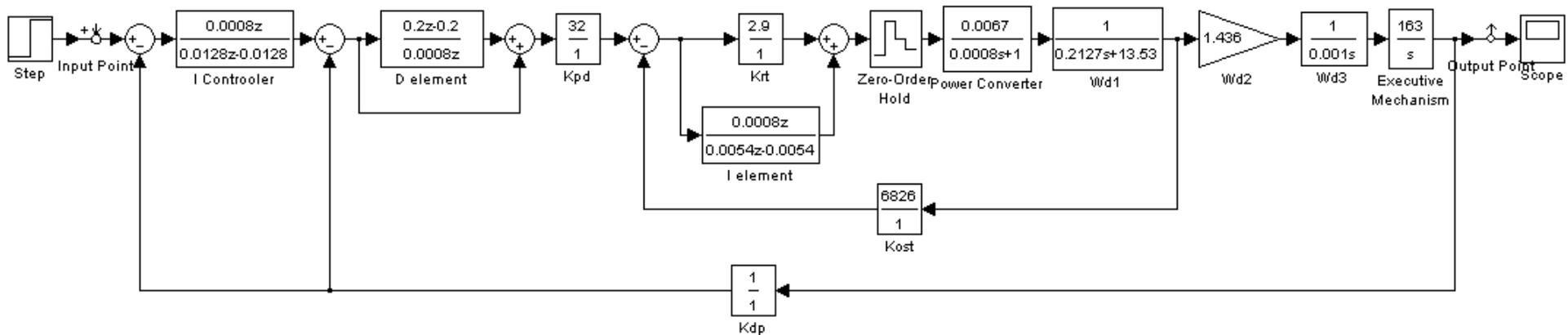


Рисунок 3.8 – Расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода, отражающая дискретные передаточные функции регуляторов, экстраполятор и непрерывные передаточные функции объекта

И во всех случаях получается аналогичный результат. Это позволяет констатировать факт, что дискретные математические модели непрерывной части с учетом экстраполятора и четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем найдены правильно и адекватны реальному процессу, протекающим в цифровой системе.

Рассчитаем также коэффициенты дискретной передаточной функции (3.35) пятиконтурного следящего электропривода для того же электродвигателя и пропорционального регулятора тока

$$W_{zn2}^n(z) = \frac{b_{017}z^7 + b_{117}z^6 + b_{217}z^5 + b_{317}z^4 + b_{417}z^3 + b_{517}z^2}{z^7 + a_{117}z^6 + a_{217}z^5 + a_{317}z^4 + a_{417}z^3 + a_{517}z^2 + a_{617}z + a_{717}};$$

$b_{017} = 4,19788 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_{117} = 6,85892 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_{217} = -0,02731324$ ;  $b_{317} = 0,0166604$ ;  
 $b_{417} = 1,02616 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_{517} = -1,42833 \cdot 10^{-3}$ ;  $a_{117} = -2,89866048$ ;  $a_{217} = 1,88885638$ ;  
 $a_{317} = 1,75953606$ ;  $a_{417} = -2,5016109$ ;  $a_{517} = 0,571939915$ ;  $a_{617} = 0,27135419$ ;  
 $a_{717} = -0,09141338$ . Значения коэффициентов рассчитаны при  $T = 0,0008$  с,  $k_{pm} = 10$ ,  $k_{nd} = 16$ ,  $T_{nd} = 0,353$  с,  $k_{occ} = 0,0128$  с,  $k_n = 4$ ,  $T_u = 0,0128$  с. Расчетная модель (рисунок 3.9), соответствующая найденной передаточной функции пятиконтурного электропривода позволила построить график переходного процесса по управляющему воздействию (рисунок 3.10).

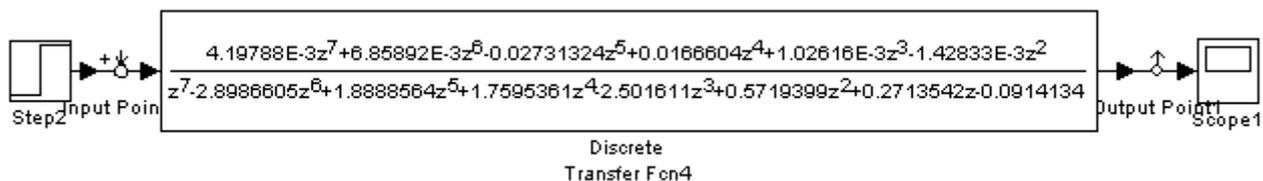


Рисунок 3.9 – Расчетная модель пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным двигателем 1LA7083-2AA10-Z в виде дискретной передаточной функции

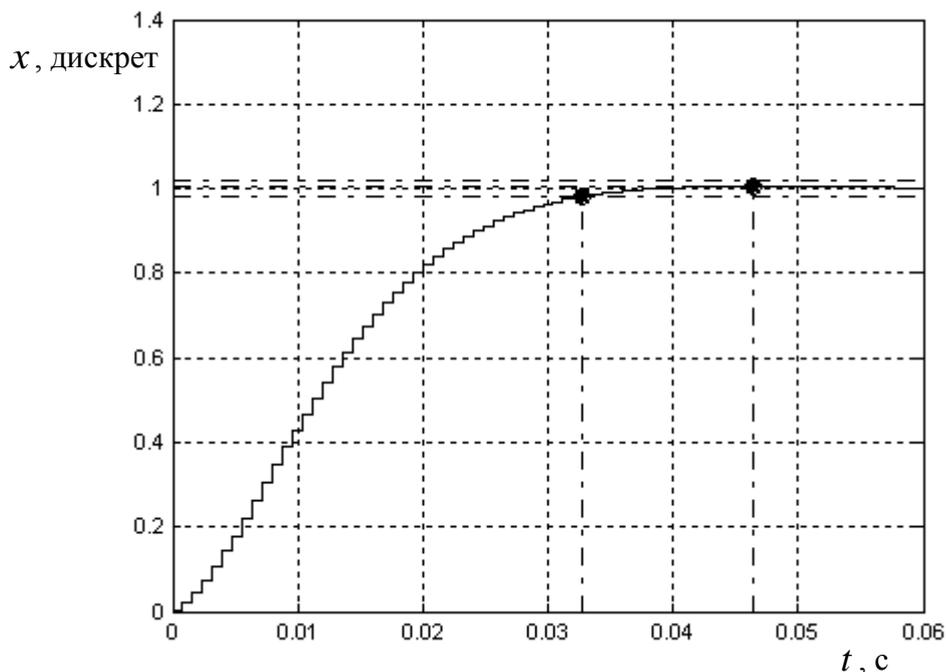


Рисунок 3.10 – График переходного процесса в пятиконтурном следящем электроприводе, построенный по дискретной передаточной функции (3.35)

Время переходного процесса составляет  $t_{mn} = 0,0328$  с, а перерегулирование –  $\sigma = 0,51$  %. Сравнение с аналогичным графиком (рисунок 2.20), полученным для непрерывного прототипа электропривода, показывает также их хорошее совпадение, причем различие во времени переходного процесса не превышает 6 %. Следовательно, можно сделать вывод, что дискретная математическая пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем определена корректно и адекватна процессам, протекающим в нем при цифровой технической реализации.

Следует обратить внимание на тот факт, что параметрический синтез цифровых регуляторов разработанных вариантов выполнен во второй главе методом непрерывного прототипа [73]. Однако, проведенное компьютерное моделирование убедительно показывает, что при переходе на цифровую техническую реализацию независимо от величины периода квантования оба варианта следящего электропривода сохраняют устойчивость и высокие динамические показатели. Следовательно, разработанные методики и алгоритмы расчета параметров регуля-

торов как пятиконтурного, так и четырехконтурного следящих электроприводов хорошо работают и при их реализации на микроконтроллерах и микропроцессорах.

### **3.5 Влияние квантования по уровню на характеристики цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем**

Квантование по уровню вносит дополнительную нелинейность в систему управления цифрового электропривода [73]. Поэтому основной способ исследования влияния этого явления на свойства разрабатываемой системы заключается в компьютерном моделировании следящего электропривода с учетом всех нелинейностей. Следует отметить, что кроме квантования любой электропривод имеет еще как минимум две нелинейности, связанные с ограничением сигналов по уровню – это ограничение тока и ограничение выходного напряжения силового преобразователя. Ограничение тока при векторном управлении асинхронным или синхронным двигателем осуществляется методом ограничения сигнала на входе контура тока. С учетом этого разработана расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем (рисунок 3.11). Ограничение составляющей  $I_{1q}$  тока статора взято на уровне номинального тока двигателя, а ограничение напряжения – 240 В. Компьютерное моделирование перемещения исполнительного механизма на 12 дискрет датчика положения (рисунок 3.12) показало, что время входа в зону  $\pm 1$  дискрета от заданного значения составляет  $t_m = 0,0205$  с. Этот результат даже меньше времени переходного процесса, полученного при моделировании электропривода только с учетом квантования по времени. Следует отметить, что расчетная модель, приведенная на рисунке 3.11, соответствует периоду дискретизации по времени  $T = 0,0008$ .

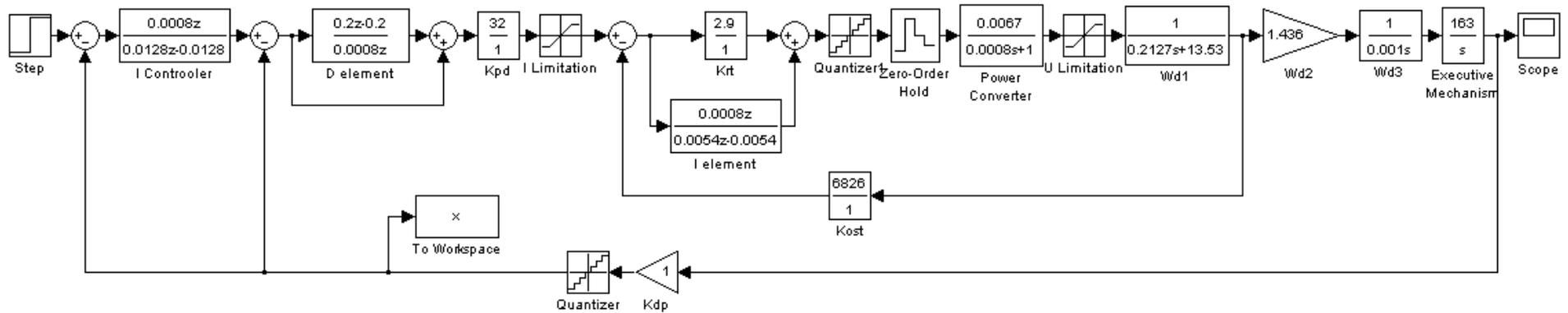


Рисунок 3.11 – Расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом основных нелинейностей при  $T = 0,0008$  с.

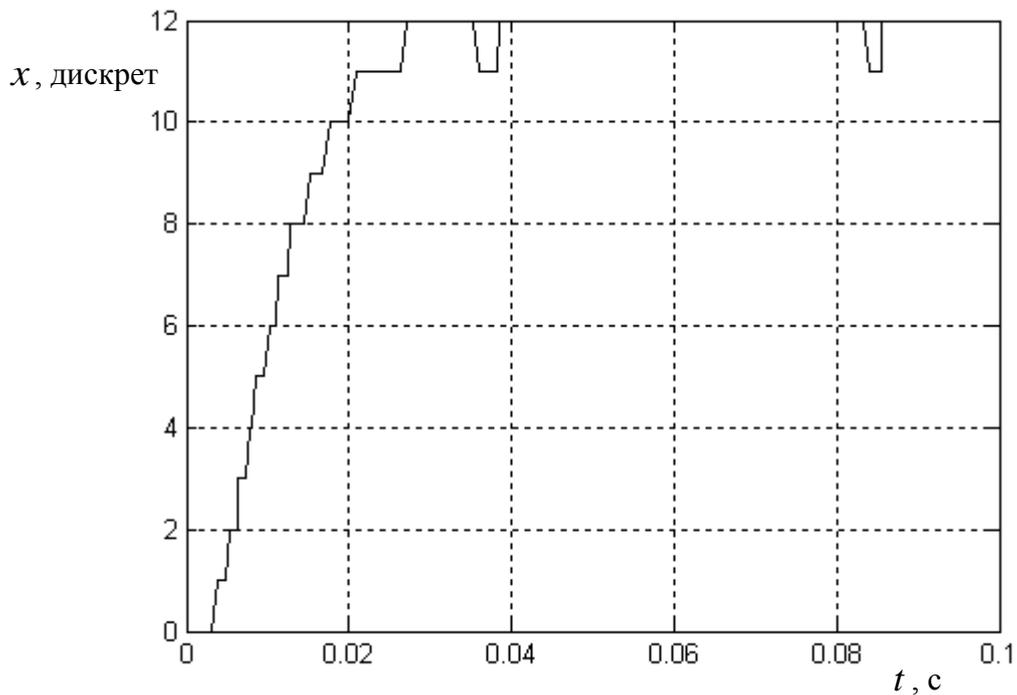


Рисунок 3.12 – График перемещения исполнительного механизма в четырехконтурном электроприводе на 12 дискрет датчика положения при  $T = 0,0008$  с

Уменьшение периода дискретизации и величины постоянной времени силового преобразователя приводит к изменению расчетных значений настроек регуляторов. Допустим, что  $T_{cn} = T = 0,0004$  с, тогда по разработанной методике можно найти следующие требуемые параметры регуляторов:  $k_{pm} = 5,8$ ;  $T_{pm} = 0,0027$  с;  $k_{nd} = 64$ ;  $T_{nd} = 0,123$  с;  $T_u = 0,0064$  с, – которые должны привести к увеличению быстродействия четырехконтурного электропривода. Однако, моделирование с учетом квантования по уровню и основных нелинейностей (рисунок 3.13), показывает, что время переходного процесса увеличивается до  $t_m = 0,0248$  с (рисунок 3.14). При этом появляется перерегулирование  $\sigma = 25$  %. Это объясняется тем, что вступают в противоречие большие коэффициенты в регуляторах с дискретизацией и ограничением сигналов по уровню.

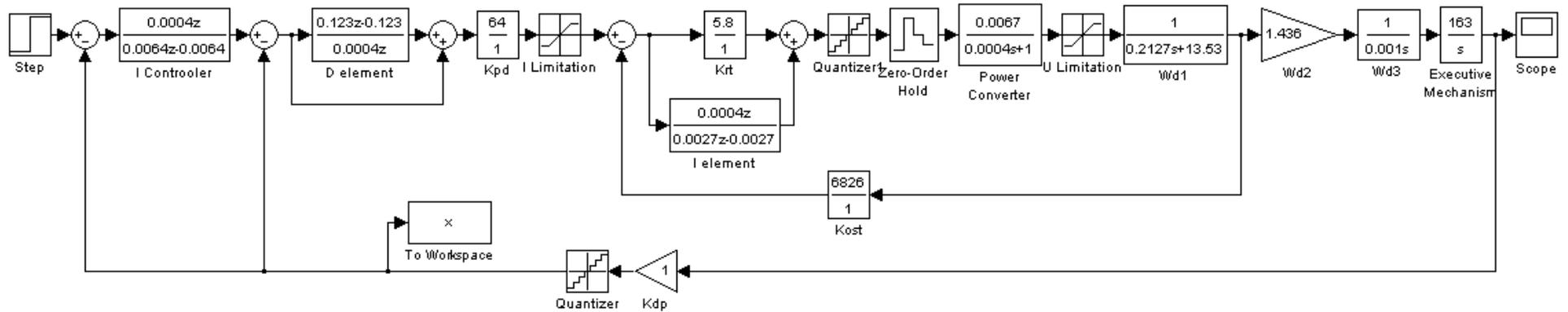


Рисунок 3.13 – Расчетная модель четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом основных нелинейностей при  $T = 0,0004$  с

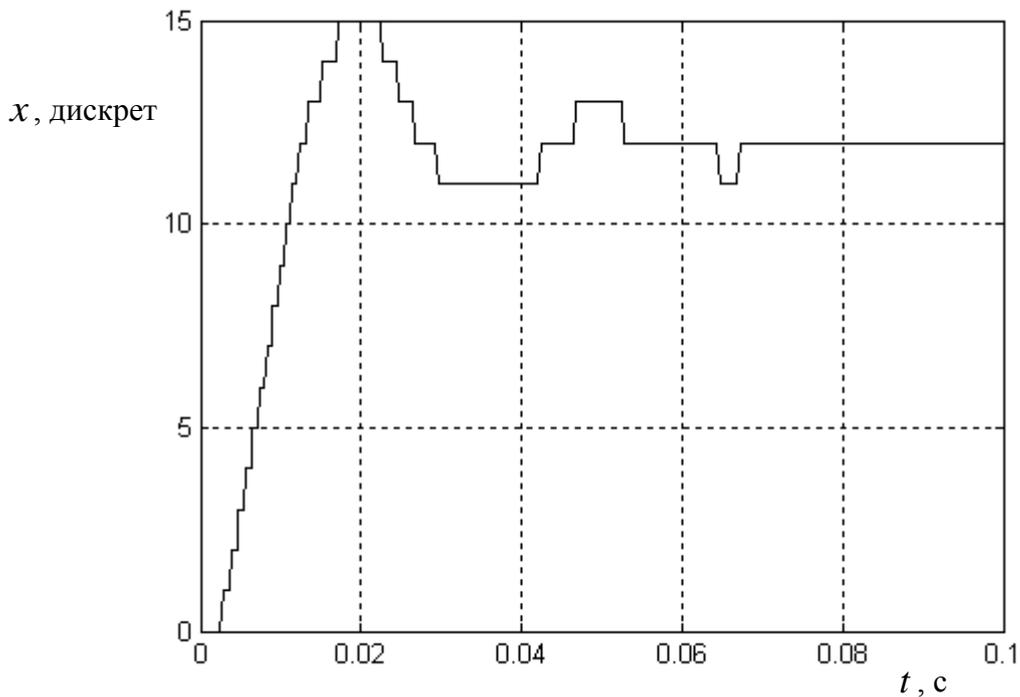


Рисунок 3.14 – График перемещения исполнительного механизма в четырехконтурном электроприводе на 12 дискрет датчика положения при  $T = 0,0004$  с

Расчетная модель пятиконтурного следящего электропривода с пропорциональным регулятором тока и с учетом квантования по уровню (рисунок 3.15) позволяет построить график переходного процесса по управляющему воздействию (рисунок 3.16). Анализ этого графика позволяет сделать вывод, что квантование по уровню приводит к появлению колебаний амплитудой до  $\pm 10$  дискрет относительно точки позиционирования, недопустимых в прецизионных механизмах. Основная причина колебаний кроется в наличии двух производных в законе управления и больших коэффициентах при этих производных, которые определяются отношениями  $\frac{T_{nd}}{T}$  и  $\frac{k_{occ}}{T}$ . Для исключения этого недостатка необходимо вычислять производные как первые обратные разности по следующей формуле [84]

$$\nabla \varepsilon[n] = \varepsilon[n] - \varepsilon[n - m],$$

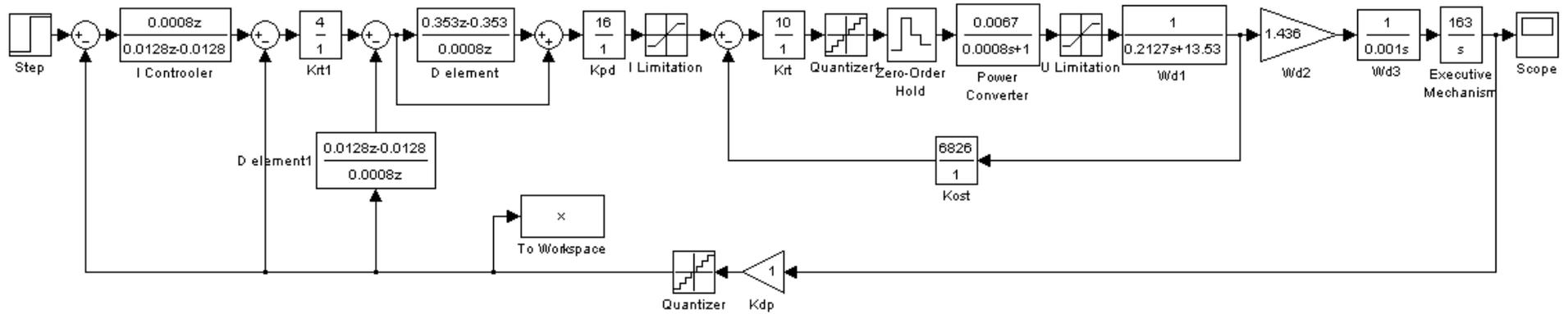


Рисунок 3.15 – Расчетная модель пятиконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем с учетом основных нелинейностей при  $T = 0,0008$  с

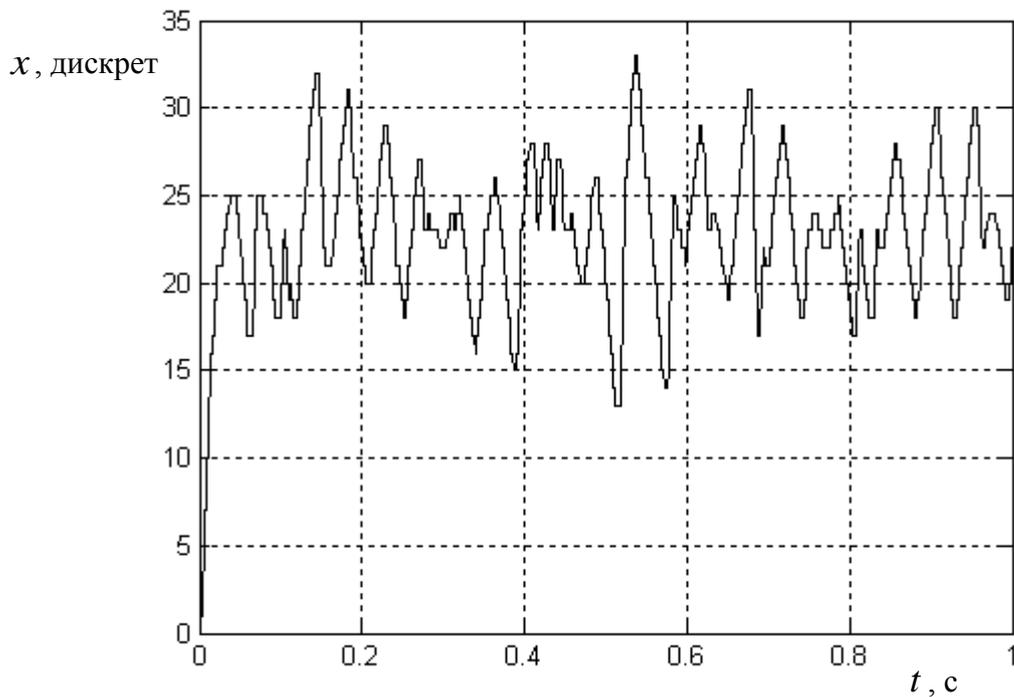


Рисунок 3.16 – График перемещения исполнительного механизма в пятиконтурном электроприводе при  $T = 0,0008$  с

где  $\varepsilon$  – рассогласование на входе регулятора;  $n$  и  $m$  – целые числа, причем  $n$  – текущий такт вычислений,  $m$  – число тактов запаздывания.

Тогда дискретная передаточная функция ПД-регулятора будет иметь вид [84]

$$W_{nd2}(z) = \frac{x_{nd}(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{k_{nd}(T_{nd} + mT)}{mT} \left( \frac{z^m - \frac{T_{nd}}{T_{nd} + mT}}{z^m} \right), \quad (3.37)$$

а динамическое звено в обратной связи по скорости будет описываться выражением

$$W_{occ2}(z) = \frac{k_{occ}(z^m - 1)}{mTz^m}. \quad (3.38)$$

С учетом формул (3.37) и (3.38) при  $m = 6$  расчетная модель пятиконтурного электропривода будет выглядеть следующим образом (рисунок 3.17). При этом также в два раза уменьшены коэффициенты передачи П- и ПД-регуляторов.

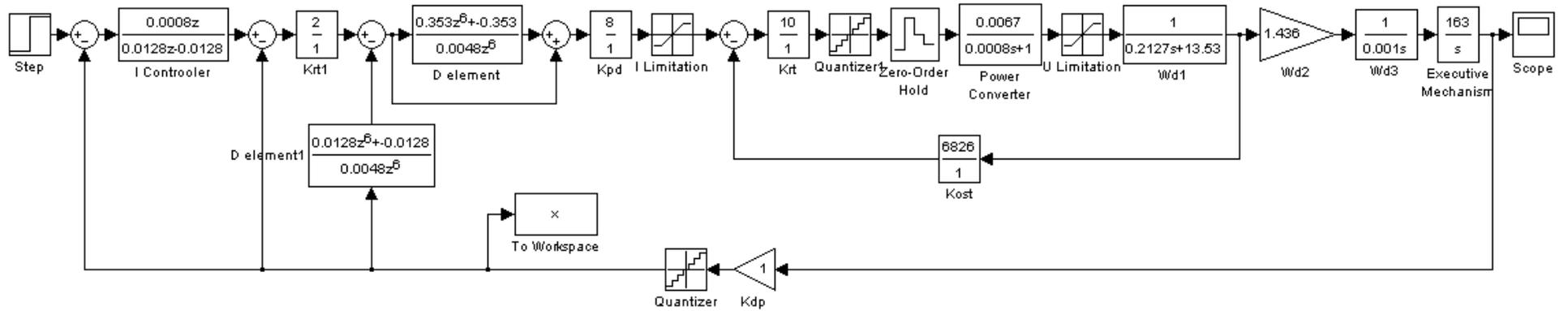


Рисунок 3.17 – Расчетная модель пятиконтурного следящего электропривода с учетом основных нелинейностей и другом способе вычисления производных при  $T = 0,0008$ ,  $m = 6$

График переходного процесса (рисунок 3.18) имеет следующие показатели: время переходного процесса  $t_m = 0,0648$  с, перерегулирование  $\sigma = 16,7$  %.

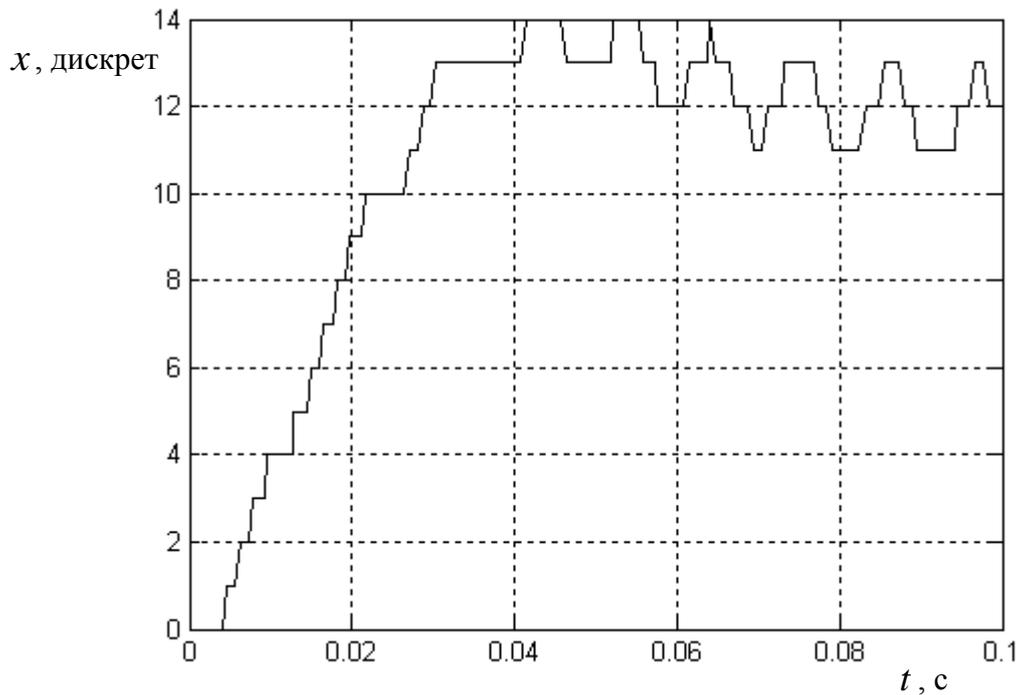


Рисунок 3.18 – График перемещения исполнительного механизма в пятиконтурном электроприводе на 12 дискрет датчика положения при  $T = 0,0008$  с и  $m = 6$

Проведенные исследования убедительно показывают, что при разработке новых цифровых электроприводов необходимо учитывать процессы квантования по времени и уровню, поскольку они значительно влияют на быстродействие, перерегулирование и амплитуду колебаний относительно точки позиционирования.

### 3.5 Выводы по третьей главе

1. Разработаны математические модели четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями с учетом квантования по времени, погрешность которых не превышает 6 %.

2. Найдены дискретные передаточные функции асинхронного двигателя при векторном управлении с учетом частотного преобразователя и экстраполятора нулевого порядка.

3. Определены дискретные передаточные функции четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями.

4. Проведено исследование влияния квантования по времени и уровню на быстродействие разработанных вариантов следящих электроприводов, показывающее, что уменьшение периода дискретизации относительно некоторого оптимального значения приводит к увеличению перерегулирования и амплитуды колебаний относительно точки позиционирования.

## 4 ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

### 4.1 Описание экспериментальных установок

Для проверки принципиальной работоспособности четырехконтурного следящего электропривода используем демонстрационный стенд Sidemo (рисунок 4.1), оснащенный частотным преобразователем Micromaster 440 с асинхронным двигателем 1LA7060-4AB10-Z.



Рисунок 4.1 – Экспериментальная установка на базе демонстрационного стенда Sidemo с частотным преобразователем Micromaster 440

На валу двигателя закреплен датчик угла поворота 1XP8001-1 (импульсный энкодер), имеющий 4096 импульсов на оборот. Выбор частотного преобразователя Micromaster 440 связан с тем, что в нем есть режим векторного управления, технологический ПИД-регулятор и программируемый контроллер в виде свободных

функциональных блоков. В совокупности с ВІСО-технологией программирования [47] возможности частотного преобразователя Micromaster 440 позволяют реализовать следящий электропривод, функциональная схема которого представлена на рисунке 4.2. Это и есть четырехконтурный электропривод с асинхронным двигателем, рассмотренный выше. В режиме векторного управления в частотном преобразователе Micromaster 440 в контурах тока используются ПИ-регуляторы, настройки которых осуществляются автоматически либо по параметрам двигателя, введенным с панели оператора, либо после запуска режима тестирования. С помощью технологического ПИД-регулятора, имеющегося в программном обеспечении преобразователя, реализуется ПД-регулятор, необходимый во внутреннем контуре положения разработанного электропривода. Фактически в устройстве Micromaster 440 выходной сигнал датчика угла поворота дифференцируется, и только сигнал скорости можно использовать во встроенном программируемом контроллере. Поэтому для организации обратной связи по положению сигнал скорости интегрируется с помощью первого сумматора, взятого из свободных функциональных блоков. Из набора свободных функциональных блоков взяты также вычитатель, второй сумматор и два блока умножения. Первый блок умножения используется для масштабирования сигнала с выхода первого сумматора с коэффициентом  $k_\alpha$  и перехода к реальному углу поворота. Вычитатель осуществляет вычисления рассогласования между сигналами задания  $\alpha_z$  и обратной связи по положению. С помощью второго сумматора и второго блока умножения реализован интегральный регулятор внешнего контура, причем постоянная времени регулятора задается коэффициентом  $\frac{T}{T_u}$ .

Недостаток частотного преобразователя Micromaster 440 в качестве экспериментальной установки заключается в том, что к нему невозможно подключить цифровой осциллограф, фиксирующий угол поворота  $\alpha$  вала двигателя, который является выходной координатой электропривода. Кроме того, этот преобразователь обладает большой величиной периода дискретизации, равной  $T = 0,01$  с.



Поэтому для проверки быстродействия разработанных вариантов следящих электроприводов используем частотный преобразователь Simovert Masterdrives Motion Control с синхронным исполнительным двигателем 1FK7060-5AF71 (рисунок 4.3).

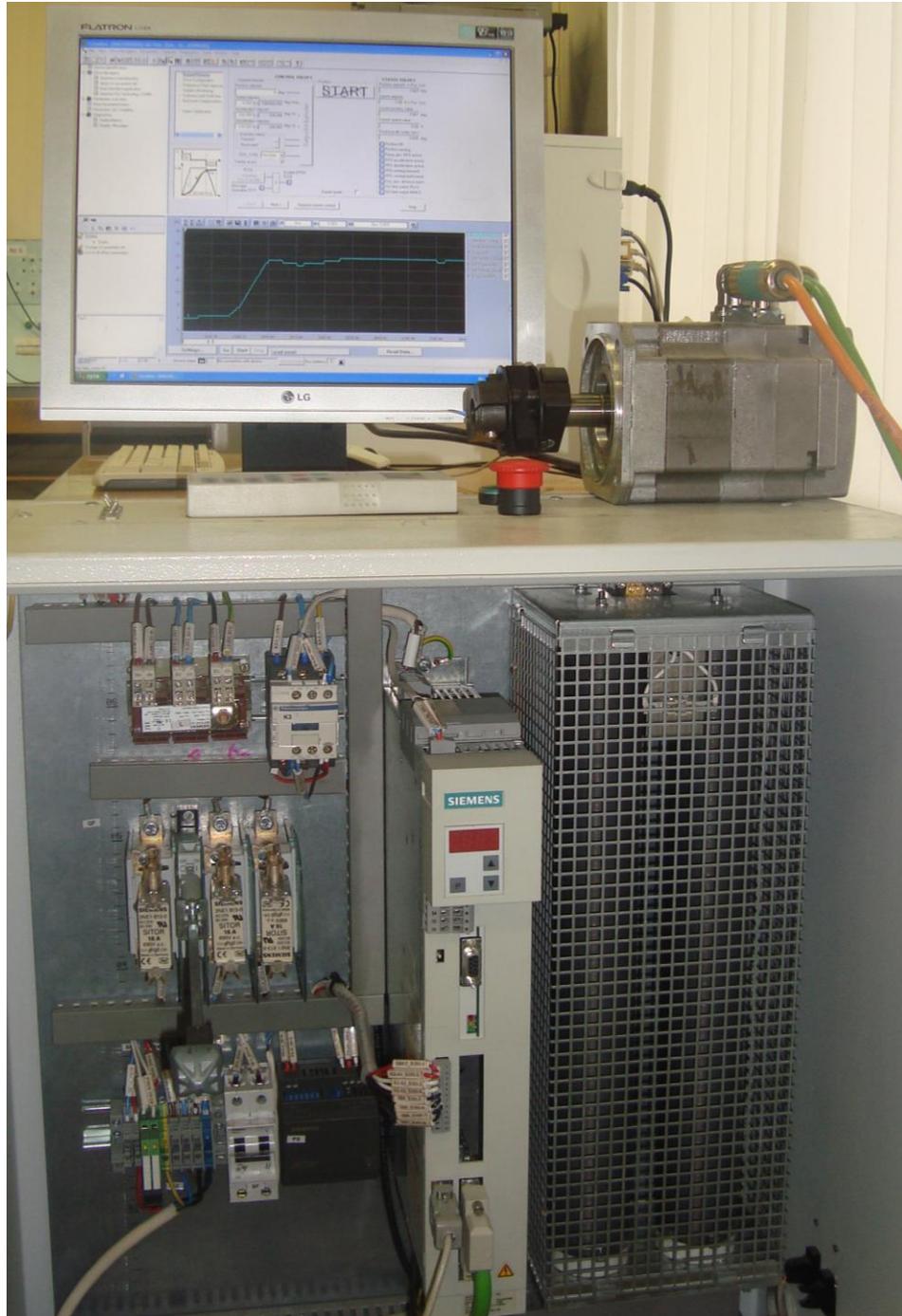


Рисунок 4.3 – Экспериментальная установка на базе частотного преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control с синхронным исполнительным двигателем 1FK7060-5AF71

В устройстве Simovert Masterdrives Motion Control реализован следящий электропривод с векторным управлением, построенный по принципам подчиненного регулирования координат. При этом такое построение системы позволяет одинаково управлять как синхронным, так и асинхронным исполнительным двигателем. Кроме того, в электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control имеется мощный программируемый контроллер, позволяющий отключать стандартные регуляторы (кроме регуляторов тока) системы подчиненного векторного управления и использовать по своему усмотрению регуляторы из состава свободных функциональных блоков [42]. Вместе с электроприводом Simovert Masterdrives Motion Control поставляется программное обеспечение Drive Monitor, в котором предусмотрен цифровой осциллограф, позволяющий вывести на экран дисплея любую координату, в том числе и угловое положение вала двигателя. Следует отметить, что электродвигатель 1FK7060-5AF71 оснащен датчиком угла поворота, имеющим 2048 импульсов на оборот.

Устройство Simovert Masterdrives Motion Control позволяет реализовать как четырехконтурный (рисунок 4.4), так и пятиконтурный (рисунок 4.5) вариант следящего электропривода с помощью внутреннего контроллера и ВІСО-технологии программирования. При этом в случае перепрограммирования Simovert Masterdrives Motion Control в четырехконтурный привод из контроллера берутся блок интегрирования и второе дифференциальное звено. Все остальные элементы следящего электропривода принадлежат традиционной системе векторного управления. Для реализации пятиконтурного привода из программируемого контроллера дополнительно берутся вычитатель и два пропорциональных звена. Причем следует отметить, что с помощью второго дифференциального звена традиционный ПИ-регулятор скорости обращается в ПД-регулятор, необходимый во внутренних контурах обоих вариантов разработанного электропривода.

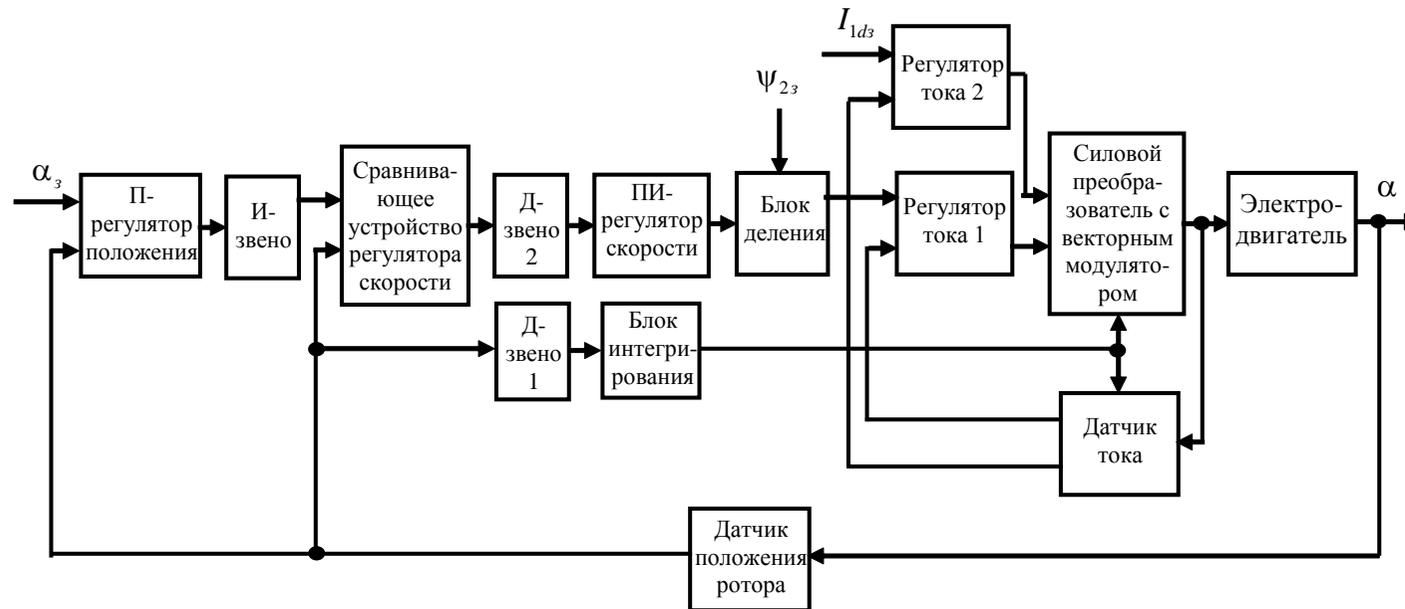


Рисунок 4.4 – Функциональная схема четырехконтурного следящего электропривода при технической реализации на частотном преобразователе Simovert Masterdrives MC

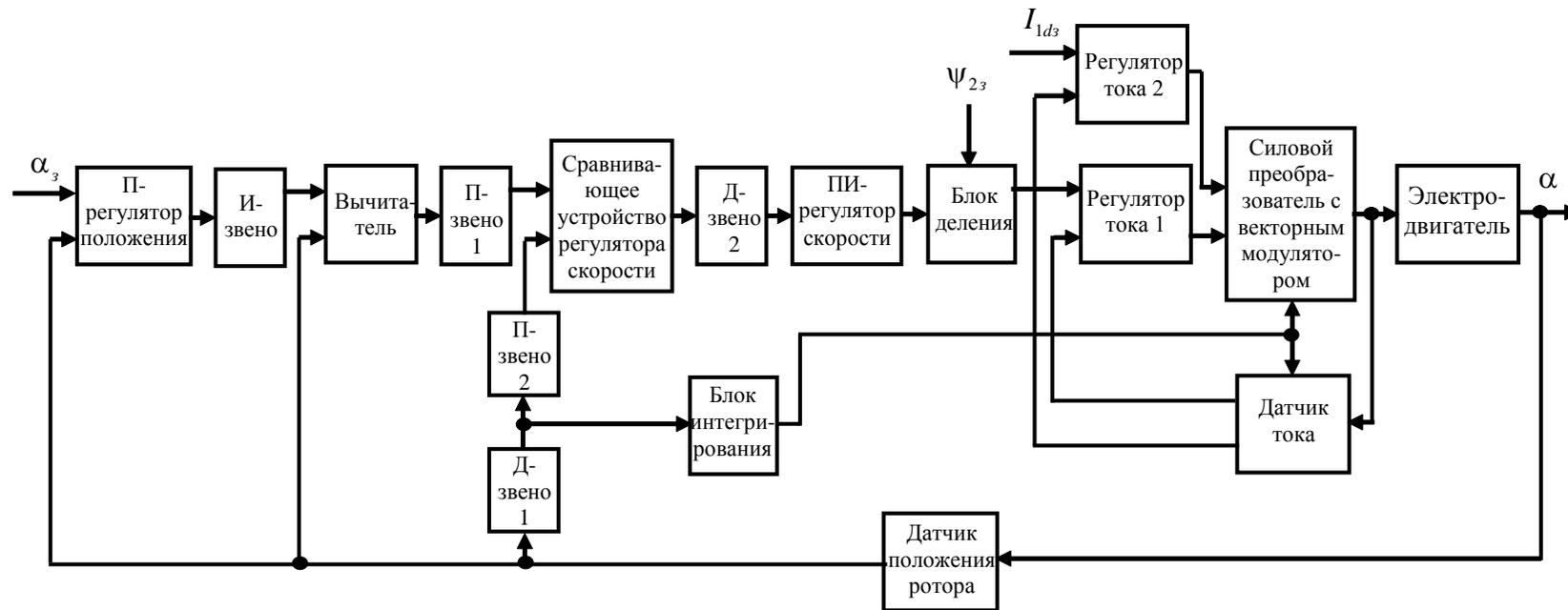


Рисунок 4.5 – Функциональная схема пятиконтурного следящего электропривода при технической реализации на частотном преобразователе Simovert Masterdrives MC

## 4.2 Расчет параметров регуляторов и их техническая реализация в экспериментальных установках

В экспериментальной установке с частотным преобразователем Micromaster 440 применен асинхронный электродвигатель 1LA7060-4AB10-Z со следующими номинальными данными:  $U_n = 400$  В;  $P_n = 0,12$  кВт;  $I_n = 0,42$  А;  $\cos \varphi = 0,75$ ;  $n_n = 1350$  об/мин;  $J = J_{np} = 0,0003$  кгм<sup>2</sup>. Рассматриваемый частотный преобразователь имеет функцию тестирования и расчета параметров схемы замещения двигателя, с помощью которой удалось установить, что  $R_1 = 26,25$  Ом,  $L_1 = 2,223$  Гн,  $R_2 = 40,17$  Ом,  $L_2 = 2,312$  Гн,  $L_0 = 1,819$  Гн,  $T_1 = 0,0302$  с,  $T_2 = 0,0205$  с,  $T_{1\sigma} = 0,0155$  с,  $R_{1\sigma} = 51,111$  Ом. Для расчета параметров регуляторов необходимо также знать следующие параметры частотного преобразователя:  $k_{cn} = 7,05 \cdot 10^{-3}$  В/дискрету;  $T_{cn} = 0,02$  с;  $k_{ocm} = 39008$  дискрет/А;  $k_{um} = 652$  дискрет/рад;  $k_{on} = 1$ .

Разработанная методика расчета параметров регуляторов четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, представленная формулами (2.31) – (2.47) и алгоритмом, приведенном на рисунке 2.25, позволяет найти необходимые параметры настройки регуляторов для экспериментальной установки:  $k_{pm} = 0,144$ ;  $T_{pm} = 0,108$  с;  $k_{nd} = 2$ ;  $T_{nd} = 0,26$  с;  $T_u = 0,263$  с.

Применение ВІСО-технологии программирования [47] и внутренний контроллер Micromaster 440 позволяет реализовать четырехконтурный следящий электропривод с расчетными значениями настроек регуляторов. При этом после выполнения операции быстрого ввода в эксплуатацию необходимо ввести следующие параметры в частотный преобразователь (таблица 4.1).

Таблица 4.1 – Параметры настройки частотного преобразователя Micromaster 440 для реализации четырехконтурного следящего электропривода

№ параметра	Численное значение параметра	Описание параметра
P0003	3	экспертный уровень доступа

P0400	2	импульсный датчик с двумя дорожками
P0408	1024	число импульсов датчика на оборот
P0491	0	нет перехода на бездатчиковое векторное управление
P0492	10 Гц	допустимая разность частот
P0493	10 мс	время задержки после обнаружения потери сигнала скорости
P0700	2	выбор команд управления от дискретных входов
P1000	2	выбор источника задания от фиксированных частот
P1001	23	заданное значение
P1300	21	выбор векторного управления с датчиком
P1442	2 мс	постоянная времени фильтра на выходе датчика скорости
P1460	3	коэффициент передачи регулятора скорости
P1462	176 мс	постоянная времени интегрирования регулятора скорости
P1501	1	регулирование по моменту
P1503	2294	подключение выходного сигнала технологического ПИД-регулятора к входу задания момента
P2200	1	ПИД-регулятор включен постоянно
P2253	2878	подключение выходного сигнала первого множительного звена в качестве сигнала задания ПИД-регулятора
P2264	0090	подключение выходного сигнала первого блока умножения к входу обратной связи ПИД-регулятора
P2257	0,1 с	время ускорения для заданного значения ПИД-регулятора
P2258	0,1 с	время замедления для заданного значения ПИД-регулятора
P2274	0,26 с	постоянная времени дифференцирования ПИД-регулятора
P2280	2	коэффициент передачи пропорциональной составляющей ПИД-регулятора
P2285	0	постоянная времени интегрирования ПИД-регулятора
P2291	100 %	максимальная выходная величина ПИД-регулятора
P2292	-100 %	минимальная выходная величина ПИД-регулятора
P2293	0,5 с	предельная значение времени разгона и торможения выходного сигнала ПИД-регулятора
P2800	1	разрешение использования свободных функциональных блоков
P2802.4	1	выбор первого сумматора с приоритетом обработки 1
P2802.6	2	выбор первого блока вычитания с приоритетом об-

		работки 2
P2802.8	1	выбор первого блока умножения с приоритетом обработки 1
P2869.0	2874	подключение выходного сигнала первого блока вычитания к первому входу второго сумматора
P2869.1	2870	второй вход первого сумматора
P2873.0	2890	первый вход первого блока вычитания
P2873.1	0090	второй вход первого блока вычитания
P2877.0	2870	первый вход первого блока умножения
P2877.1	2889	второй вход первого блока умножения
P2889	4,8	постоянное заданное значение $\frac{T}{T_u}$
P2890	10	постоянное заданное значение $\alpha_3$

Запуск экспериментальной установки подтверждает работоспособность предложенного варианта четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.

Для оценки реального быстродействия запрограммируем частотный преобразователь Simovert Masterdrives Motion Control на реализацию четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов. При этом учтем, что в Simovert Masterdrives Motion Control применен пропорциональный регулятор тока с коэффициентом передачи  $k_{pm} = 10$ . В существующей экспериментальной установке применен синхронный двигатель, но принципы векторного управления как асинхронным, так и синхронным двигателем в этом электроприводе абсолютно одинаковы. Поэтому есть основания считать, что результаты, которые будут получены при экспериментальном исследовании четырехконтурного и пятиконтурного электроприводов, можно распространить и на случай применения асинхронного исполнительного двигателя.

Синхронный двигатель 1FK7060-5AF71 обладает следующими номинальными данными:  $n_n = 3000$  об/мин;  $f_n = 200$  Гц;  $U_n = 400$  В;  $I_n = 3,7$  А;  $M_n = 4,7$  Нм;  $R_1 = 1,44$  Ом;  $L_1 = 14,7$  мГн;  $P = 1,48$  кВт;  $Z_n = 4$ ;  $\psi_{1d0} = 0,2117$  Вc;  $\psi_e = 0,2117$  Вc;  $J_{об} = 0,00$  кгм<sup>2</sup>. Собственно частотный преобразователь Simovert Masterdrives Motion Control имеет такие характеристики, необходимые

для расчета параметров регуляторов:  $k_{cn} = 0,0067$  В/дискрету;  $k_{ocm} = 4428$  дискрет/А. Будем также считать, что при реализации разработанных электроприводов программный цикл удастся замкнуть с частотой 1250 Гц, то есть примем  $T_{cn} = 0,0008$  с.

Адаптация формул (2.18) – (2.30) к синхронному двигателю по аналогии с результатами, полученными в [59], позволяет установить, что для реализации пятиконтурного следящего электропривода необходимы следующие настройки регуляторов:  $k_{occ} = 0,006$  с;  $k_{nd} = 8$ ;  $T_{nd} = 0,057$  с;  $k_n = 2$ ;  $T_u = 0,01$  с. Параметры, которые необходимо ввести в Simovert Masterdrives Motion Control для реализации пятиконтурного следящего электропривода с помощью ВІСО-технологии программирования, полностью описаны в [20]. Различия заключается в периоде, с которым работают свободные функциональные блоки программируемого контроллера  $T = 0,0008$  с, и соответственно в параметрах настройки регуляторов.

Коэффициенты передачи и постоянные времени регуляторов четырехконтурного следящего электропривода при реализации на рассматриваемой экспериментальной установке на базе преобразователя в Simovert Masterdrives Motion Control определяются аналогично в соответствии с разработанной методикой:  $k_{nd} = 4$ ;  $T_{nd} = 0,2$  с;  $T_u = 0,013$  с. Для реализации разработанного электропривода необходимо ввести в Simovert Masterdrives Motion Control параметры, приведенные в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры настройки частотного преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control для реализации четырехконтурного следящего электропривода

№ параметра	Численное значение параметра	Описание параметра
P204	1	коэффициент передачи регулятора положения
P206	0 мс	постоянная времени интегрирования регулятора положения
P220	KK0603	подключение выхода интегратора в качестве сигнала задания для регулятора скорости

P226	KK0120	подключение выхода датчика положения к входу обратной связи регулятора скорости
P228	KK0607	подключение выхода дифференцирующего звена к входу регулятора скорости
P235	8	коэффициент передачи 1 регулятора скорости
P236	8	коэффициент передачи 2 регулятора скорости
P240	25 мс	постоянная времени интегрирования регулятора скорости
U095.01	KK0871	подключение сигнала задания к первому входу второго сравнивающего устройства
U095.02	KK0120	подключение датчика положения к второму входу второго сравнивающего устройства
U408.01	KK0132	подключение выхода пропорциональной составляющей части регулятора положения к входу интегратора
U408.02	100	верхнее ограничение выходного сигнала интегратора
U408.03	-100	нижнее ограничение выходного сигнала интегратора
U420	KK0152	подключение сигнала рассогласования на входе регулятора скорости к входу дифференцирующего звена
U421	0,1 с	постоянная времени дифференцирующего устройства
U433	0,013 с	постоянная времени интегратора
U442.01	16	количество сдвигов первого сдвигающего умножителя/делителя
U442.02	16	количество сдвигов второго сдвигающего умножителя/делителя
U442.03	16	количество сдвигов третьего сдвигающего умножителя/делителя
U443.01	KK0120	подключение датчика положения к входу первого сдвигающего умножителя/делителя
U443.02	KK0871	подключение сигнала задания к входу второго сдвигающего умножителя/делителя
U443.03	KK0455	подключение выхода второго сравнивающего устройства к входу третьего сдвигающего умножителя/делителя
U951.53	2	время выборки интегратора равное 0,8 мс
U952.32	2	время выборки дифференцирующего устройства равное 0,8 мс
U953.36	2	время выборки сдвигающего умножителя/делителя

		равное 0,8 мс
U953.37	2	время выборки второго сдвигающего умножителя/делителя равное 0,8 мс
U953.38	2	время выборки второго сдвигающего умножителя/делителя равное 0,8 мс
Первый вход цифрового осциллографа	КК0618	подключение выхода первого сдвигающего умножителя/делителя к цифровому осциллографу

### 4.3 Результаты натуральных экспериментов по определению быстродействия разработанных вариантов следящих электроприводов

Принципиальная работоспособность четырехконтурного следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем подтвержден на экспериментальной установке с частотным преобразователем Micromaster 440. Оценку же достижимого быстродействия произведем с помощью электропривода Simovert Masterdrives Motion Control. Ведение в него параметров в соответствии с таблицей 4.2 позволило реализовать четырехконтурный следящий электропривод с рассчитанными настройками регуляторов. Цифровой осциллограф программы Drive Monitor позволил зафиксировать график переходного процесса (рисунок 4.6) при величине задающего воздействия в 12 дискрет датчика положения. Обработка приведенного графика дает следующие показатели переходного процесса: время переходного процесса  $t_m = 0,106$  с; перерегулирование  $\sigma = 0\%$ . Следует ожидать, что в случае использования асинхронного двигателя будет получен аналогичный результат, превышающий по быстродействию все известные аналоги как минимум в 9 раз.

Результаты экспериментального исследования пятиконтурного следящего электропривода приведены на рисунке 4.7. Время переходного процесса в этом случае составляет  $t_m = 0,089$  с.

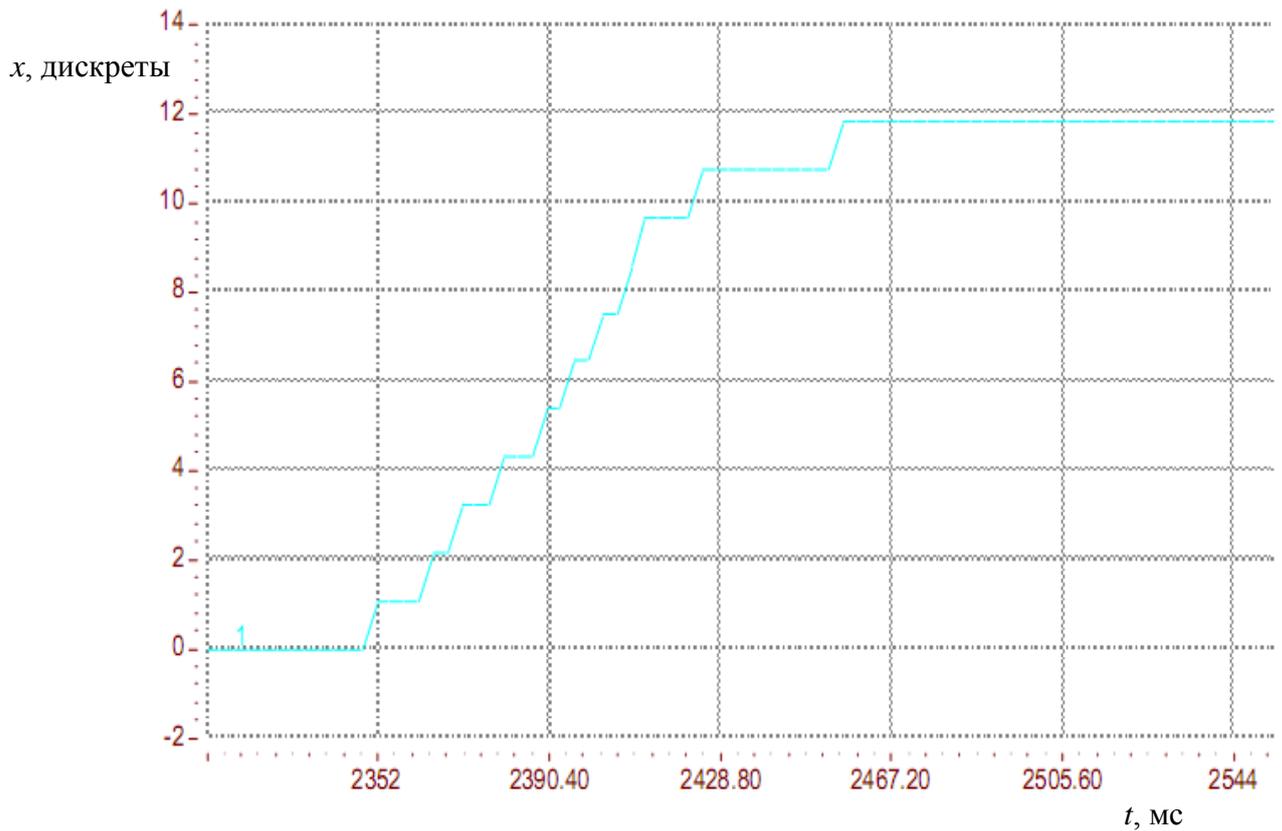


Рисунок 4.6 – График переходного процесса в четырехконтурном следящем электроприводе

Следует обратить внимание на определенное расхождение результатов натурных экспериментов от результатов моделирования, проведенного во второй и третьей главах. Одна из основных причин расхождения заключается в том, что в экспериментальной установке на базе Simover Masterdrives Motion Control при заводских настройках блока Basic Positioner невозможно задать на входе электропривода перемещение на 12 дискрет ступенчато. Оно формируется с учетом этапов разгона, движения с постоянной скоростью и торможения с максимально возможным ускорением. Вторая причина кроется в том, что ПД-регулятор выполнен в виде последовательно соединенных дифференциального звена и ПИ-регулятора.

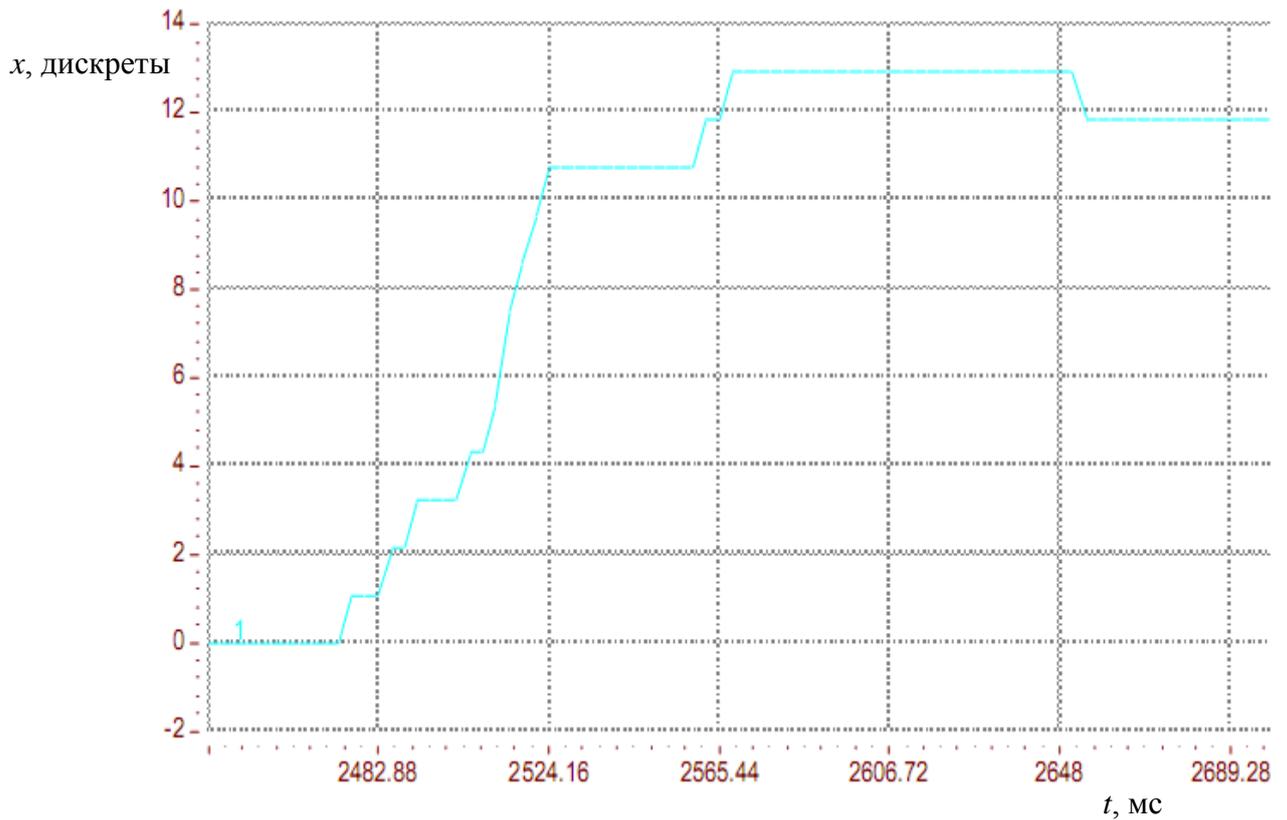


Рисунок 4.7 – График переходного процесса в пятиконтурном следящем электроприводе

И, наконец, в устройстве Simover Masterdrives Motion Control при вычислении сигнала скорости осуществляется его сглаживание апериодическим фильтром, что сказывается на показатели качества регулирования.

В любом случае можно утверждать, что разработанные варианты следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем намного превосходят по быстродействию известные мировые аналоги. Причем с позиции простоты технической реализации предпочтение следует отдать четырехконтурному электроприводе.

#### 4.4 Выводы по четвертой главе

1. Разработаны варианты технической реализации следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.
2. Создана экспериментальная установка для исследования быстродействия разработанного следящего электропривода.
3. Проведены натурные эксперименты, подтверждающие работоспособность и высокое быстродействие синтезированных следящих электроприводов.
4. Время переходного процесса в разработанном следящем электроприводе не превышает 0,11 с, что в 9 раз превосходит лучшие мировые достижения.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения диссертационной работы получены следующие результаты:

1. Произведен выбор структурного построения, обеспечивающий повышение быстродействия следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.

2. Разработаны методики и алгоритмы параметрического синтеза регуляторов новых вариантов следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями.

3. Разработаны математические модели четырехконтурного и пятиконтурного следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями с учетом квантования по времени, погрешность которых не превышает 6 %.

4. Найдены дискретные передаточные функции асинхронного двигателя при векторном управлении с учетом частотного преобразователя и экстраполятора нулевого порядка.

5. Проведено исследование влияния квантования по времени и уровню на быстродействие разработанных вариантов следящих электроприводов, показывающее, что уменьшение периода дискретизации относительно некоторого оптимального значения приводит к увеличению перерегулирования и амплитуды колебаний относительно точки позиционирования.

6. Разработаны два варианта технической реализации и создана экспериментальная установка для исследования быстродействия новых следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями.

7. Проведены натурные эксперименты, показывающие, что разработанный следящий электропривод в 9 раз превосходит лучшие мировые образцы по быстродействию, поскольку время переходного процесса не превышает 0,106 с.

### **Рекомендации**

1. Разработанный следящий электропривод рекомендуется внедрять на предприятиях, выпускающих прецизионные металлообрабатывающие станки, в качестве привода главного движения с функцией углового позиционирования.

2. Результаты исследования могут быть использованы предприятиями, занимающимися разработкой микроконтроллеров, предназначенных для создания электроприводов переменного тока.

### **Перспективы дальнейшей разработки темы**

Дальнейшая разработка темы может быть направлена на создание систем электроприводов переменного тока с квазивекторным управлением. Перспективным направлением исследования также являются работы, направленные на снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах, управляющих асинхронным исполнительным двигателем.

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов / А.С. Анучин – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Амирова, С. С. Автоматизированный электропривод с асинхронными двигателями: Учеб. пособие / С.С. Амирова, В. И. Елизаров, В. Г. Макаров. – Казань: Казан. гос. технол. ун-т, 2005. – 223 с.
3. Браславский, И. Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И. Я. Браславский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
4. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
5. Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Булгаков. – М.: Наука, 1966. – 297 с.
6. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. – 298 с.
7. Виноградов А.Б., Колодин И.Ю., Сибирцев А.Н. Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ // Силовая электроника. – 2006. – № 3. – С. 50 – 55.
8. Виноградов, А.Б. Колодин И.Ю. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления // Электричество. – 2007. – № 2. – С. 44 – 50.
9. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
10. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2015. – 80 с.

11. Каширских В.Г. Динамическая идентификация параметров и управление состоянием электродвигателей приводов горных машин: Дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03. – Кемерово, 2005. – 356 с.
12. Каширских В.Г. Динамическая идентификация асинхронных электродвигателей: монография. – Кемерово: КузГТУ, 2005. – 139 с.
13. Ключев, В. И. Теория электропривода / В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
14. Ковчин С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
15. Козаченко В.Ф. Создание серии высокопроизводительных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода: Дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03. – Москва, 2007. – 326 с.
16. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб: СПб Электротехническая компания, 2004. – 127 с.
17. Макаров В.Г. Анализ современного состояния теории и практики асинхронного электропривода / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11 – 12. – С. 109 – 120.
18. Макаров В.Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров // Вестник Казан. технол. ун-та. – Казань: КГЭУ, 2011, № 6. С. – 115 – 125.
19. Макаров В.Г. Оптимальное управление токами электрических машин / В.Г. Макаров В.А. Матюшин // Вестник Казан. технол. ун-та. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11. С. 186 – 195.
20. Макаров В.Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 3-4. С. 88 – 101.
21. Макаров В.Г. Идентификация параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 7 – 8. С. 101 – 116.

22. Макаров В.Г. Оценивание параметров трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров, Ю.А. Яковлев // Вестник Казан. технол. ун-та. – 2010. – № 9. – С. 418 – 425.
23. Мещеряков В.Н. Инверторы и преобразователя частоты для систем электропривода переменного тока / В.Н. Мещеряков. – Липецк: ЛГТУ, 2014. – 89 с.
24. Мещеряков В.Н., Безденежных Д.В. Наблюдатель потокосцепления для машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 11. – С. 170–173.
25. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
26. Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
27. Онищенко Г.Б. Теория электропривода: учебник для студ. высш. учебн. заведений / Г.Б. Онищенко. – М.: ООО «Образование и исследование, 2013. – 352 с.
28. Петров Л.П. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами / Л.П. Петров, В.А. Ландензон, М.П. Обуховский, Р.Г. Подзолов. – М.: Энергия, 1970. – 128 с.
29. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А.Д. Поздеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
30. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
31. Сабинин, Ю.А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 126 с.
32. Сандлер А.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
33. Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский,

- Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов, Е.Д. Лебедев, Л.М. Тарасенко. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
34. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
35. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; Под ред. В. М. Терехова. – М.: Издательский центр «Академик», 2005. – 304 с.
36. Усольцев А.А. Векторное управление асинхронными двигателями. – СПб.: СПбГИТМО, 2002. – 42 с.
37. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода: учебное пособие для вузов / М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
38. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока / И.И. Эпштейн. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.
39. Bose B.K. Modern power electronics and AC drives. – Prentice-Hall Inc., 2002. – 711 p.
40. Holts J. Sensorless Control of Induction Motor Drives / Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, 2002. – pp. 1359 – 1394.
41. Leonard W. Control of Electrical Drives. – Berlin: Springer, 1996. – 420 p.
42. Simovert Masterdrives Motion Control: Compendium. – Germany: Siemens AG, 2006. – 1498 p.
43. Рапопорт Э.Я. Системы подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока. – Куйбышев: КПТИ, 1985. – 56 с.
44. Галицков С.Я., Галицков К.С. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: Монография. – Самара: СГАСУ, 2004. – 140 с.
45. Стариков А.В. Линеаризованная математическая модель асинхронного электродвигателя как объекта системы частотного управления // Вестник Самарского государственного технического университета. Выпуск 16. Серия «Физико-математические науки». – Самара: СамГТУ, 2002. – С. 175 – 180.

46. Кузнецов В.А., Мигачев А.В., Стариков А.В., Титов А.Р. Особенности математической модели асинхронного электродвигателя аппаратов воздушного охлаждения масла // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 3 (31) – 2011. – Самара: СамГТУ, 2011. – С. 171 – 179.
47. MICROMASTER 440. Parameter List: User Documentation. Order number 6SE6400-5BB00-0BP0. Issue: 01/06. – Siemens, 2006– 328 p.
48. SINAMICS G120 Control Units CU240S, Edition 05/2007. – Siemens AG, 2007– 416 p.
49. Simovert Masterdrives Vector Control: Компендиум. – Siemens: издание AG, 2006. – 960 с.
50. Патент России № 2358382, МКИ H02P 7/06. Следящий электропривод с асинхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.А. Стариков (Россия) // Оpubл. 10.06.2009, Бюл. № 16.
51. Денисов В.А. Позиционная система электропривода с программной коррекцией / В.А. Денисов, Р.Р. Мадышев, О.А. Бородин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2014. – № 3 (43). – Самара: СамГТУ, 2014. – С. 123 – 130.
52. Джанхотов В.В. Исследование и разработка следящих электроприводов на базе вентильных двигателей с управлением от сигнального процессора для шагающего робота // Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004. – 245 с.
53. Лысов С.Н. Синтез позиционно-следящей системы прямого цифрового управления рабочими органами прецизионного станка: автореф. дис. ... канд. техн. наук / С.Н. Лысов. – Самара: Самарский государственный технический университет, 1994. – 16 с.
54. Макаров А.Г. Синтез прямого цифрового управления движением исполнительных механизмов на вертикальных направляющих: автореф. дис. ... канд. техн. наук / А.Г. Макаров. – Самара: Самарский государственный технический университет, 1996. – 16 с.

55. Мустафа М.Н. Исследование вентильных двигателей со статической коррекцией характеристик для электроприводов малой мощности // Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2001. – 201 с.
56. Патент России № 2110882, МКИ<sup>6</sup> H02P 5/06. Позиционный электропривод / С.Я. Галицков, С.Н. Лысов, А.Г. Макаров, А.В. Стариков (Россия). – Опубл. 10.05.1998. Бюл. № 13.
57. Самохвалов Д.В. Коррекция статических характеристик электропривода с вентильным двигателем малой мощности и микропроцессорным устройством управления: дис. ... канд. техн. наук / Д.В. Самохвалов. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. – 267 с.
58. Галицков С.Я.. Монотонность позиционирования рабочих органов прецизионных станков / С.Я. Галицков, С.Н. Лысов, А.В. Стариков // Мехатронные системы и их элементы. – Новосибирск, 1991. – С. 86 – 92.
59. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем: дис. ... канд. техн. наук / С.Л. Лисин – Самара: СамГТУ, 2016. – 179 с.
60. Лисин С.Л. Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 4 (36). – Самара: СамГТУ, 2012. – С. 173 – 181.
61. Стариков А.В. Параметрический синтез регуляторов быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2014. – Т. 1. – С. 283 – 287.
62. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Интерстроймех-2014: материалы Международной науч.-тех. конферен-

- ции, 9-11 сентября 2014 г., Самар. гос. арх.-строит. ун-т. – Самара, 2014. – С. 163 – 167.
63. Патент России № 2489798, МПК H02P 7/06, H02P 6/00, G05B 11/01, G05B 11/36. Следящий электропривод / А. В. Стариков (Россия) // Оpubл. 10.08.2013, Бюл. № 22.
64. Патент России № 2499351, МПК H02P 8/14. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия). – Оpubл. 20.11.2013, Бюл. № 32.
65. Патент России № 2605948, МПК H02P1/04, H02P7/14, H02P7/00, H02P6/17. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия) // Оpubл. 10.01.2017, Бюл. № 1.
66. Патент России № 2580823, МПК H02P21/00, H02P21/12, H02P27/06, G05B11/36. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова (Россия) // Оpubл. 10.04.2016, Бюл. № 34.
67. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез систем управления неустойчивыми объектами / С.Л. Лисин, А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2013. – № 4 (40). – Самара: СамГТУ, 2013. – С. 53 – 58.
68. Стариков А.В., Джабасова Д.Н. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем // Известия высших учебных заведений «Электро-механика», № 5 – 2014. – С. 72 – 75.
69. Патент России № 2621716, МПК H02P27/06. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова (Россия) // Оpubл. 07.06.2017, Бюл. № 16.
70. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с асинхронным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова, Д.Ю. Рокало // Сборник публикаций научного журнала «Globus» по материалам XXIV международной научной конференции: «Технические науки – от теории к практике» г. Санкт-Петербурга: сборник со статьями. – СПб.: Научный журнал «Globus», 2017. – С. 34 – 39.

71. Новосёлов Б.В. Проектирование квазиоптимальных следящих систем комбинированного регулирования. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.
72. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. – М.: Наука, 1989. – 304 с.
73. Микропроцессорные системы автоматического управления / В.А. Бесекерский, Н.Б. Ефимов, С.И. Зиятдинов и др.; Под общ. Ред. В.А. Бесекерского. – Л.: Машиностроение, 1988. – 365 с.
74. Бесекерский В.А., Изранцев В.В. Системы автоматического управления с микро-ЭВМ. – М.: Наука, 1987. – 320 с.
75. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
76. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и z-преобразования. – М.: Наука, 1971. – 288 с.
77. Джури Э.Д. Импульсные системы автоматического регулирования. – М.: Физматгиз, 1963. – 456 с.
78. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика» в 2-х частях. Ч. II. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления / А.А. Воронов, Д.П. Ким, В.М. Лохин и др.; Под ред. А.А. Воронова. – М.: Высш. шк., 1986. – 504 с.
79. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга 2. Анализ и синтез линейных непрерывных и дискретных систем автоматического регулирования. Под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1967. – 682 с.
80. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560 с.
81. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
82. Герман-Галкин С.Г. и др. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.

83. Стариков А.В., Джабасова Д.Н., Рокало Д.Ю. Математическая модель цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 2 (50) – 2016. – Самара: СамГТУ, 2016. – С. 162 – 168.
84. Стариков А.В., Беляева И.С., Джабасова Д.Н. Улучшение свойств цифровых дифференцирующих устройств с малыми периодами дискретизации // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 1 (41) – 2014. – Самара: СамГТУ, 2014. – С. 72 – 77.

## **ПРИЛОЖЕНИЯ**

Приложение 1. Акт об использовании результатов диссертационной работы  
Джабасовой Д.Н. в ЗАО «Стан–Самара»

ЗАВОД КООРДИНАТНО-РАСТОЧНЫХ СТАНКОВ

JIG-BORING MACHINE PLANT

**СТАН - САМАРА****STAN - SAMARA**

Россия, 443022, г. Самара, ул. XXII Партсъезда, 7а, тел.: (846) 955-30-83, тел./факс: (846) 992-69-84  
 E-mail: stan@samara.ru www.stan-samara.ru



«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель директора ЗАО «Стан-Самара»

  
 \_\_\_\_\_ Медведев С.И.

«27» сентября 2017 г.

## АКТ

об использовании результатов  
 диссертационной работы Джабасовой Дарьи Назымбековны

Комиссия в составе:

председатель главный конструктор ЗАО «Стан-Самара» Филиппов В.Н.,  
 должность, фамилия, и., о.

члены комиссии: начальник отдела автоматизации к.т.н. Медведев А.С., инже-  
нер-конструктор к.т.н. Пешев Я.И.

должность, фамилия, и., о.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Джабасовой Д.Н. «Разработка быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в проектно-конструкторской работе ЗАО «Стан-Самара» при обосновании возможности использования асинхронного электродвигателя в приводе шпинделя координатно-расточного станка.

Председатель комиссии \_\_\_\_\_

  
 подпись

Филиппов В.Н.

фамилия, и., о.

Члены комиссии: \_\_\_\_\_

  
 подпись

Медведев А.С.

фамилия, и., о.

  
 подпись

Пешев Я.И.

фамилия, и., о.