



ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Автоматизация производственных процессов»

Учебно-методическое пособие
к проведению практических занятий
по дисциплинам

**«Исполнительные устройства
систем управления»,
«Проектирование систем
управления»**

Авторы

Семко И.А.,
Лапшин В.П.,
Чубукин А.В.

Ростов-на-Дону, 2016



Аннотация

Учебно-методическое пособие ориентировано на подготовку бакалавров по направлениям: 27.03.04 «Управление в технических системах», 15.03.04 «Автоматизация технологических процессов и производств» и призвано решить методологические проблемы преподавания дисциплин: «Проектирование систем управления», «Исполнительные устройства систем управления», «Автоматизация производственных процессов и производств», «Программное управление оборудованием» и т.д. При этом весь материал учебного пособия может быть использован как иллюстрационно-методический пример специалистами из других областей технического знания, решающими свои прикладные задачи.

Авторы

к.т.н., профессор кафедры «Автоматизация производственных процессов» Семко И.А.

к.т.н., доцент кафедры «Автоматизация производственных процессов» Лапшин В.П.

к.т.н., доцент кафедры «Энергетика, автоматика и системы коммуникаций» Чубукин А.В.



Содержание

Введение	5
Глава 1. Общие принципы проектирования	7
1.1. Этапы и стадии проектирования	7
1.2. Автоматизация процесса проектирования	15
и системы автоматизированного проектирования	15
1.3. Оптимизация параметров проектируемых систем управления.....	17
1.4. Математическое и техническое обеспечение САПР	34
1.5. Методы повышения точности и устойчивости	44
проектируемых систем управления	44
1.6. Повышение устойчивости систем	55
Глава 2. Общая характеристика следящих и позиционных электроприводов	61
2.1. Синтез следящих электроприводов методом	68
подчиненного регулирования	68
2.2. Методы повышения СЭП с помощью комбинированного управления.....	74
2.3. Синтез ПИ-регулятора положения для СЭП с внутренним контуром скорости, настроенным на МО или СО	81
2.4. Расчет позиционных электроприводов	86
Глава 3. Динамический расчет тиристорных комплектных электроприводов постоянного тока	97
3.1. Особенности линеаризации характеристик	97
управления тиристорных преобразователей	97
3.2. Динамический расчет комплектных электроприводов	99
3.3. Инженерный синтез регулируемых электроприводов	109
3.4. Динамический расчет следящего электропривода.....	112
3.5. Особенности динамического расчета электроприводов с двухзонным регулированием скорости	119
Глава 4. Системы подчиненного регулирования.....	125
4.1. Настройка параметров регулятора	125
4.2. Синтез систем стабилизации скорости ДПТ с подчиненным регулированием координат	134
4.3. Синтез системы двухзонного регулирования скорости	



Исполнительные устройства систем управления

двигателя постоянного тока	146
Контрольные вопросы	160
Библиографический список	161

ВВЕДЕНИЕ

Проектированием человечество занимается с незапамятных времен, т.е. с тех пор, когда человек стал (научился) самым примитивным образом обрабатывать палки, камни, кости и другие естественные предметы природы, придавая им целесообразную форму и сознательно используя их. В течение многовековой истории в этой деятельности людей был накоплен богатейший опыт, который отражен в самых разнообразных предметах. Однако этот опыт приобретался в результате бесчисленных неудач и успехов в процессе длительного поиска методом проб и ошибок. В течение тысячелетий полученные знания передавались при обучении ремеслу в виде фиксированных навыков, необходимых для воспроизведения традиционной формы изделия, и в виде эталонов (профилей, сечений) самого изделия. Несмотря на этот обширный опыт, на сегодняшний день нет полностью разработанных методов и методик проектирования сложных систем и, следовательно, существует необходимость формирования новых подходов к решению задач проектирования.

Современное проектирование частично автоматизировано, хотя получить полностью автоматические системы проектирования для сложных систем управления не удалось. Под такими сложными системами мы понимаем системы автоматического и автоматизированного управления технологическими процессами и производствами, включающими в себя вычислительные машины, регуляторы, исполнительные механизмы и т.д. В качестве примеров таких сложных систем могут выступать системы управления современных металлорежущих станков с ЧПУ, системы управления летательных аппаратов, системы управления объектов энергетического комплекса, системы и объекты сельскохозяйственного машиностроения и т.д.

В сложных современных системах управления широкое применение получили исполнительные устройства с электрическим входом и механическим выходом, т.е. электроприводы, позволяющие обеспечить функционирование сложной следящей системы с учетом возможности выполнения ею требований по точности и качеству. Несмотря на большое внимание к данному классу исполнительных устройств, в отечественной литературе практически отсутствуют работы, посвященные вопросам проектирования следящих и позиционных электроприводов. В связи с этим

Исполнительные устройства систем управления

при изложении вопросов проектирования систем управления авторы уделили большое внимание электроприводам.

По назначению и излагаемому материалу учебное пособие имеет следующую структуру. В первой главе рассматриваются общие принципы проектирования и некоторые вопросы, связанные с формированием математического и технического обеспечения для систем автоматизированного проектирования. Материал второй, третьей и четвертой глав ограничивается сведениями, необходимыми студентам и инженерам, занимающимся проектированием исполнительной части системы управления с учетом требований, предъявляемых к системе. Вторая глава дает общую характеристику следящих и позиционных электроприводов, третья глава посвящена расчету динамических характеристик комплектных электроприводов, и четвертая глава позволяет обобщить предыдущий материал на все системы подчиненного регулирования.

ГЛАВА 1.

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

1.1. Этапы и стадии проектирования

Проектирование крайне сложный и тонкий процесс, требующий от конструкторов большого опыта и знаний, а проектирование современных систем управления наиболее сложно. Тележный мастер Джордж Стерт в книге «Колесная мастерская» пишет: «... Я не встречал никого, кто мог бы похвастать, что знает тележное производство не только эмпирически. Я сам – типичный тому пример. Я знаю, что задние колеса должны быть высотой пять футов и два дюйма, что боковины нужно резать из четырехдюймовой сердцевины лучшего дуба и т.д. Это я знал, и чем дальше, тем больше был уверен в этом; но объяснить необходимость таких требований мне удавалось далеко не всегда. Также и большинство ремесленников ... Возчики, кузнецы, фермеры, колесники – тысячи ремесленников из века в век передавали своим детям или подмастерьям те крупицы понимания, что им удалось собрать» [10].

Только в XVIII в. начинают появляться книги, в которых делаются попытки обобщать накопленный опыт в проектировании. Однако в большинстве промышленно развитых стран литература о методах проектирования начинает появляться в 50-60-х гг. XIX в. До этого времени достаточно было знать, что проектирование – это то, чем занимаются архитекторы, инженеры и т.д., когда создают чертежи для своих заказчиков и для целей производства. В настоящее время положение существенно изменилось: создано большое количество учебных заведений, где обучаются методам проектирования, пишутся и выпускаются большими тиражами книги по методам проектирования. Тем не менее, до сих пор нет общепринятого определения (толкования) широко распространенного рода деятельности людей, который называется столь привычным словом «проектирование». Термин «проектирование» происходит от латинского слова «projectus», что дословно означает «бросок вперед» (синоним – «взгляд в будущее»). В настоящее время термин «проектирование» имеет множество толкований. Ниже приводится ряд определений термина «проектирование», взятых из различных источников.

Например, в словаре иностранных слов даётся такая

Исполнительные устройства систем управления

трактовка: «Проектировать – значит геометрически отображать какую-либо фигуру или предмет на плоскости, чертить проекцию» [21]. В Большой советской энциклопедии дается развернутое определение: «Проектирование новых видов и образцов машин, оборудования, аппаратов, приборов и другой продукции всех отраслей промышленности или конструирование представляет собой разработку исходных данных (чертежей, спецификаций, технических условий по монтажу, наладке, уходу и другой конструкторской документации), необходимых для производства и последующей эксплуатации. При этом широко используются нормализованные детали, унифицированные узлы и агрегаты» [8]. В политехническом словаре под проектированием понимается «разработка комплексной технической документации (проекта), содержащая технико-экономическое обоснование, расчёты, чертежи, макеты, сметы, пояснительные записки и другие материалы, необходимые для строительства (реконструкции) населённых мест, зданий, сооружений, производства оборудования, изделий и т.п.». В известной книге Дж. Джонсона [10] приводится целый ряд определений проектирования. Например, проектирование – это принятие решений в условиях неопределенности с тяжелыми последствиями в случае ошибки; моделирование предполагаемых действий до их осуществления, повторяемое до тех пор, пока не появится полная уверенность в конечном результате; проектирование – это использование научных принципов, технической информации и воображения для определения механической структуры машины или системы, предназначенной для выполнения заранее заданных с наибольшей экономичностью и эффективностью; проектирование – это творческая деятельность, которая вызывает к жизни нечто новое и полезное, чего ранее не существовало.

Всем приведенным выше определениям свойственна одна общая черта: они говорят об отдельных компонентах (составных частях) процесса проектирования, которые, как мы видели, весьма разнообразны, подчеркивая лишь отдельные стороны или особенности этого процесса. Чтобы лучше понять процесс проектирования и оценить возможность формализации и автоматизации этой широко распространенной и весьма важной деятельности людей, рассмотрим краткое описание процесса проектирования, нашедшее отражение в литературе, ГОСТах и практических работах.

Исполнительные устройства систем управления

Как правило, перед началом разработки изделия конструктор не располагает исчерпывающими данными, позволяющими однозначно определить его облик и основные параметры. Поэтому он поступает так, как поступают всегда, решая сложную задачу: разбивает весь процесс разработки нового образца на ряд этапов, чтобы постепенно шаг за шагом перейти от незнания к знанию (рис.1.1).

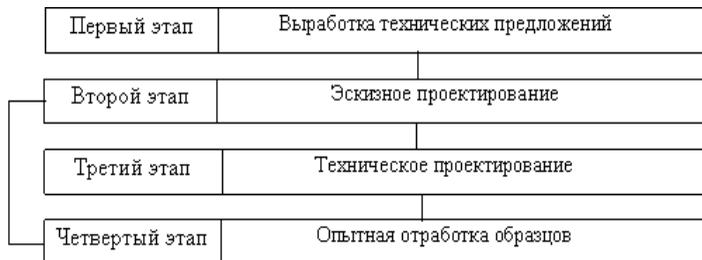


Рис. 1.1. Схема основных этапов проектирования

На первом этапе проводятся поисковые работы и предварительные исследования, рассматриваются различные варианты будущего проекта. Задачами этого этапа являются: оценка возможности создания образца, удовлетворяющего техническим требованиям и получение исходных данных для проектирования, а также предварительная оценка стоимости проведения работ и сроков их выполнения. Итогом работ первого этапа является выпуск технических предложений по разработке изделия.

Второй этап разработки – эскизное проектирование. Перед началом этого этапа уточняются отдельные тактико-технические данные всего изделия и характеристики его основных частей. В процессе эскизного проектирования глубоко изучаются все вопросы, связанные с созданием образца и других его компонент. Кроме расчетов, используются материалы лабораторных исследований и экспериментальной отработки отдельных узлов, приборов, систем управления, элементов конструкции, энергетических установок (стендовые и натурные испытания), определяющие основные проектные параметры в соответствии с требованиями к устройствам изделия.

На этапе технического проектирования проводится тщательная отработка деталей, конструкций, механизмов и разрабатывается чертежно-графическая документация на детали, узлы,

Исполнительные устройства систем управления

устройства и само изделие (технический проект), изготавливаются опытные образцы. Этот этап трудно отделить по времени от этапа эскизного проектирования, так как разработку и изготовление отдельных узлов, блоков и даже целых систем проводят в период эскизного проектирования. Особенно это относится к узлам и аппаратуре, имеющим длительный технологический цикл изготовления.

Техническое проектирование заканчивается отработкой опытных образцов (отдельных элементов, узлов, систем). Этот этап в той или иной мере также может совпадать по времени с предыдущими этапами. На заключительном этапе происходит отработка и оценка опытных образцов посредством натуральных испытаний. Например, для самолета – это летные испытания. Этому этапу предшествует подготовка документации, необходимой для их проведения, в частности, выпуск инструкций по всем видам работ, проводимых на полигоне (по выбору и обоснованию программ управления полетом, расчету траекторий полета и установочных данных систем управления и т.п.).

Натурные испытания нужны для проверки соответствия фактических и заданных летно-технических характеристик ракеты, аппаратуры управления, наземного оборудования, для определения путей совершенствования и т.д. На основании результатов испытаний вносят необходимые изменения в конструкцию изделия. Опыт показывает, что такие изменения бывают столь существенными, что приводят к значительным, а нередко к коренным изменениям и переделкам многих узлов и блоков изделия и даже всего изделия в целом. Уточнение и согласование характеристик элементов и их компоновка по времени соизмеримы с продолжительностью всего процесса проектирования. Обычно в связи с существенными доработками к этапу эскизного проектирования приходится возвращаться не один раз (см. рис.1.1), т.е. цели и задачи приходится корректировать, а нередко и существенно менять по мере того, как появляется информация, опровергающая те допущения, на которых были основаны первоначальные цели.

Рассмотрение существующей схемы процесса проектирования сложных технических объектов показывает, что в его основе лежит классический метод последовательных приближений. Следует отметить, что метод последовательных приближений, как правило, позволяет найти приемлемый вариант при небольшом количестве итераций.

Исполнительные устройства систем управления

Обычно трех-четырёх итераций бывает достаточно для получения приемлемого (удовлетворительного) результата. Однако в каждой такой итерации множество внутренних циклов, в ее реализации участвует большое количество специалистов различного профиля и квалификации из различных подразделений, даже КБ и НИИ.

Таким образом, из анализа процесса проектирования сложных объектов легко увидеть, что инженерно-техническому персоналу на каждом этапе проектирования приходится выполнять огромный объем самых разнообразных работ. В конечном счете, проектирование – есть работа, как и всякая другая, которую человек выполняет в своей деятельности.

Любой вид человеческой деятельности, связанный с созданием чего-то нового, можно разделить на две составляющие: поиск идеи (идей), определяющей, воплощающей это новое, и проверка этой идеи (этих идей) посредством ее реализации. Поиск идеи – это анализ информации, распространение, перенос и обработка накопленного опыта, знаний (или, как говорят, «интуиция», «чутьё», «озарение», «мозговой штурм»), это то, что и следует отнести к творчеству. Большинство участников проекта работает по методикам, стандартам, шаблонам. Поэтому неслучайно проектирование нередко называют разработкой нового образца, а ход разработки – выполнением проектно-конструкторских работ.

Однако, несмотря на большой объем этих работ и кажущееся их разнообразие, характер и способы их реализации, результаты представления, количество видов работ, выполняемых при проектировании, ограничено. Действительно, как было показано, процесс проектирования начинается с поиска информации, относящейся к решению поставленной задачи. Затем эта информация анализируется. Для этого используются различные логические и вычислительные операции; результаты оформляются, как правило, в виде текстовых и графических документов и чертежей. По чертежам изготавливаются экспериментальные образцы. Данные испытаний макетного или натурального образца анализируются, и по ним принимаются соответствующие решения. При выполнении этих работ идет постоянный обмен информацией, она накапливается, хранится и используется в дальнейшей работе.

Таким образом, можно утверждать, что основными видами работ, выполняемых в процессе проектирования, являются: информационно-поисковые, исследовательские, вычислительные, чертежно-графические работы, работы по подготовке и прове-

Исполнительные устройства систем управления

дению эксперимента, работы по обмену, накоплению и хранению информации, и управлению процессом проектирования (рис.1.2).



Рис.1.2. Модель, характеризующая взаимосвязь основных видов работ при проектировании новых образцов

В то же время рассмотрение процесса проектирования показывает, что перечисленные виды работ не отделены друг от друга жесткими границами. Они, как правило, выполняются на каждом этапе проектирования, но в разной мере. Более того, эти работы в процессе проектирования взаимодействуют между собой самым неожиданным образом (см. рис. 1.2). Это в большой или даже определяющей мере зависит от характера руководителя работы (главного конструктора), участия большого количества специалистов, от их квалификации, опыта, характера, традиций коллектива, в котором они работают, отсутствия отработанных методик и технологий проектирования и ряда других факторов. Так, информационно-поисковые работы могут быть продолжены после проведенных расчетов и исследований так же, как и после экспериментальных проверок. В свою очередь, вычислительные и исследовательские работы, как правило, продолжают после экспериментальных.

Однако отсутствие должного зафиксированного порядка в последовательности проводимых работ в традиционном процессе проектирования не означает, что такой порядок вообще нельзя

Исполнительные устройства систем управления

установить. Просто этот порядок трудно определить из-за множества возможных альтернативных решений, число которых постоянно возрастает при переходе к следующему этапу проектирования (идет ветвящийся процесс). Тем не менее, по мере совершенствования процесса проектирования, перехода от сборки изделий из деталей (нередко оригинальных) к преимущественной сборке из типовых (стандартных) конструкций, узлов, устройств целесообразная последовательность будет определена и узаконена (зафиксирована).

В этом случае процесс проектирования можно и логично рассматривать как некоторое упорядоченное выполнение специалистами (коллективом специалистов) соответствующих профилей всей совокупности видов работ, обеспечивающих создание изделия (объекта), удовлетворяющего заданным требованиям. Такое понимание процесса проектирования не дает оснований рассматривать его как сплошное творчество и позволяет считать возможность его формализации и автоматизации таким же естественным делом, как формализация и автоматизация производственных процессов.

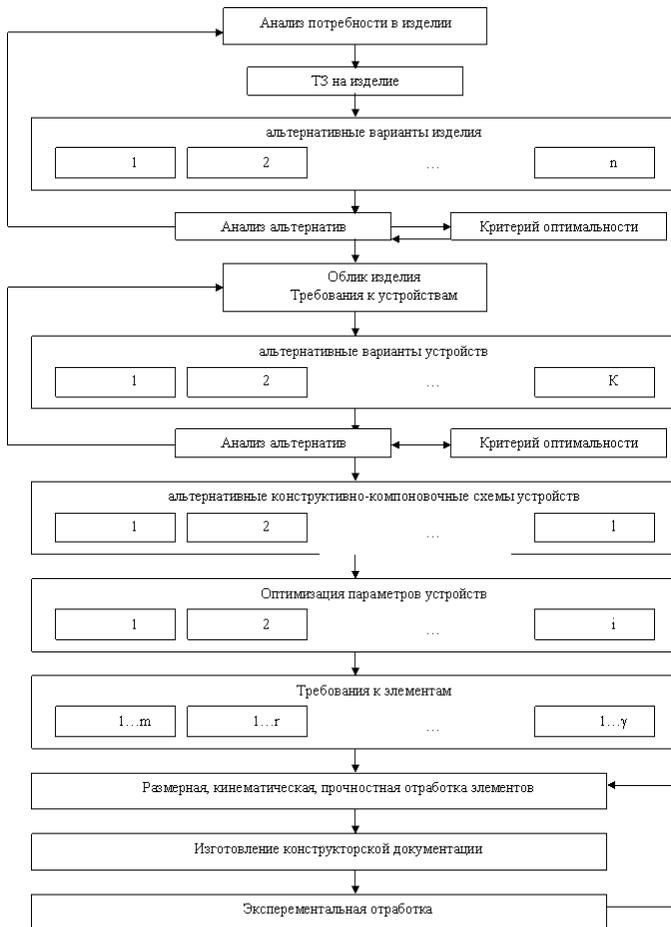
Системный подход к проектированию предполагает, что процесс проектирования систем управления должен развиваться сверху вниз, от общего к частному, постепенно расширяясь за счет более глубоких исследований отдельных устройств, блоков, узлов, деталей (рис.1.3). Это означает, что в самом начале для выполнения исследований, связанных с обоснованием идей, концепций, выбором альтернативных вариантов, должны использоваться модели, объединяющие основные технические параметры будущего изделия с некоторыми критериями качества (оптимальности).

В то же время для получения результатов, адекватных реальному изделию, необходимо использовать модели, описывающие с достаточной точностью исследуемые процессы, увязывать всю совокупность параметров, определяющих характеристики проектируемого изделия. Точные модели сложных устройств, как правило, имеют большое число параметров. А в этом случае быстрая оценка результатов моделирования и оперативное принятие решений становится затруднительным. Кроме того, их использование на начальном этапе проектирования вряд ли возможно из-за недостаточности исходных данных. Следовательно, на ранних этапах проектирования изделия и его компонентов целесообразно использовать сравнительно простые модели,

Исполнительные устройства систем управления

связывающие лишь наиболее важные, основные проектные параметры изделия. Но в этом случае мы будем лишь весьма приближенно оценивать будущую конструкцию и ее компоненты.

Рис.



1.3. Укрупненная схема процесса проектирования сложного изделия машиностроения

Таким образом, при реализации системного подхода мы сталкиваемся с рядом противоречий. Их можно разрешить только посредством использования комплекса моделей, описывающих с различной степенью точности в зависимости от цели проектирования характеристики устройства, и разбиением сложных математических моделей на более простые (декомпозиция). Но в этом

Исполнительные устройства систем управления

случае в процессе проектирования необходимо корректировать полученные результаты расчета, моделирования, согласовать их между собой. Кроме того, модели ряда устройств по разным причинам могут уточняться при экспериментальной отработке. Это, в свою очередь, приводит к изменениям и уточнениям полученных ранее данных.

Одной из стадий проектирования, представленной на рис.1.3, является стадия оптимизации параметров разрабатываемой системы. Остановимся несколько подробнее на этой стадии, так как, по нашему мнению, вопросы оптимизации крайне важны для понимания всего процесса проектирования сложных систем.

1.2. Автоматизация процесса проектирования и системы автоматизированного проектирования

Проектируя сложную систему управления, инженер сталкивается с проблемой обеспечения требуемых свойств системы – запаса устойчивости, точности работы в типовых режимах и быстродействия и т.д. Разрешить эту проблему очень сложно, так как ни один из этих вопросов не может решаться отдельно от других. Несколько выше мы рассмотрели метод многокритериальной оптимизации проектируемых систем. Применение такого метода может помочь найти оптимальное (компромиссное) решение, но при этом придется провести большой объем вычислительных и исследовательских работ. Во многих случаях следует находить нужные решения путем последовательных приближений и анализа многих вариантов. Для решения подобных задач используют *системы автоматизированного проектирования (САПР)*. Обычно под САПР понимают интерактивную систему технических и программных средств с методическим сопровождением, которая автоматизирует проектирование систем; таким образом, речь идет об автоматизации процесса с помощью ЭВМ, так как наличие в процессе проектирования эвристических, творческих элементов не позволяет в настоящее время сделать процесс проектирования полностью автоматическим.

Исполнительные устройства систем управления

Важный элемент САПР (рис. 1.4) – банк знаний и данных, непосредственно связанный с каждым функциональным пакетом и прикладными программами [16]. Эти пакеты и программы представляют собой совокупность математических и логических методов и алгоритмов, необходимых для решения задачи выбора структуры, параметров проектируемой системы и их оптимизации.



Рис.1.4. Укрупненный алгоритм САПР

На этапе разработки ТЗ одной из важнейших проблем является выбор критериев будущей системы и определение критерия оптимальности.

Согласно схеме (см. рис.1.4) сначала стараются удовлетворить требованиям ТЗ в рамках выбранной структуры системы варьированием ее параметров. Если это не удастся, модифицируют структуру системы и снова проводят параметрическую оптимизацию в границах новой структуры. Исчерпав все возможные (представляемые банком знаний и данных) структуры и не найдя реше-

Исполнительные устройства систем управления

ния, возвращаются к ТЗ и корректируют его в нужном направлении.

Одной из важнейших основ специального математического обеспечения САПР являются методы теории автоматического регулирования, которые адаптировались к форме, удовлетворяющей требованиям вычислительной техники. К таким методам, прежде всего, относятся методы обеспечения устойчивости, повышения запаса устойчивости, повышения точности регулирования и быстродействия.

1.3. Оптимизация параметров проектируемых систем управления

Термином «оптимизация» в литературе обозначают процесс или последовательность операций, позволяющих получить уточненное решение [6]. Хотя конечной целью оптимизации является отыскание наилучшего или «оптимального» решения, обычно приходится довольствоваться улучшением известных решений, а не доведением их до совершенства. Поэтому под оптимизацией понимают скорее стремление к совершенству, которое, возможно, и не будет достигнуто.

Задача принятия решения состоит в выборе среди множества возможных решений (их называют также вариантами, планами и т. п.) такого решения, которое являлось бы в определенном смысле лучшим или, как говорят, оптимальным.

Удобно считать, что выбор решения производит некоторое лицо, принимающее решение (ЛПР), которое преследует вполне определенные цели. В зависимости от конкретной ситуации в роли лица, принимающего решение, может выступать как отдельный человек (инженер, научный сотрудник и т. п.), так и целый коллектив (группа специалистов, занятая решением одной задачи) [6].

Каждое возможное решение характеризуется определенной степенью достижения цели. В соответствии с этим у лица, принимающего решение, имеется свое представление о достоинствах и недостатках решений, на основании которого одно решение предпочитается другому. Оптимальное решение - это решение, которое с точки зрения лица, принимающего решение, предпочтительнее других возможных решений. Таким образом, понятие оптимального решения связано с предпочтениями лица, принимающего решение. Эти предпочтения на практике выражаются в

Исполнительные устройства систем управления

различной форме, и их математическая формализация может составить сложную задачу, поскольку лицо, принимающее решение, как правило, не может ясно и четко сформулировать их.

Цель теории принятия решений и состоит в разработке методов, которые помогли бы лицу, принимающему решение, наиболее полно и точно выразить свои предпочтения в рамках соответствующей математической модели и в конечном счете обоснованно выбрать действительно оптимальное решение.

Прежде чем приступить к обсуждению вопросов оптимизации, введем ряд определений.

Проектные параметры (искомые переменные). Этим термином обозначают независимые переменные параметры, которые полностью и однозначно определяют решаемую задачу проектирования.

Проектные параметры - неизвестные величины, значения которых вычисляются в процессе оптимизации. В качестве проектных параметров могут служить любые основные или производные величины, служащие для количественного описания системы. Так, это могут быть неизвестные значения длины, массы, времени, температуры. К примеру, быстродействие линейной системы управления определяется постоянными времени, присутствующими в передаточной функции. Таким образом, разработка оптимальной по быстродействию линейной системы связана с выбором в качестве проектного параметра постоянной времени системы. Число проектных параметров характеризует степень сложности данной задачи проектирования. Обычно число проектных параметров обозначают через l , а сами проектные параметры через x с соответствующими индексами. Таким образом, l проектных параметров данной задачи будем обозначать через

$$x_1, x_2, x_3, \dots, x_n.$$

Целевая функция (критерий качества). Это выражение, значение которого ЛПР (лицо, принимающее решение) стремится сделать максимальным или минимальным. Целевая функция позволяет количественно сравнить два альтернативных решения. С математической точки зрения целевая функция описывает некоторую $(l+1)$ - мерную поверхность. Ее значение определяется проектными параметрами

$$L = L(x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Примерами целевой функции, часто встречающимися в инженерной практике, являются стоимость, вес, прочность, габари-

Исполнительные устройства систем управления

ты, КПД. Если имеется только один проектный параметр, то целевую функцию можно представить кривой на плоскости. Если проектных параметров два, то целевая функция будет изображаться поверхностью в пространстве трех измерений. При трех и более проектных параметрах поверхности, задаваемые целевой функцией, называются **гиперповерхностями** и не поддаются изображению обычными средствами. Топологические свойства поверхности целевой функции играют большую роль в процессе оптимизации, так как от них зависит выбор наиболее эффективного алгоритма.

Целевая функция в ряде случаев может принимать самые неожиданные формы. Например, ее не всегда удастся выразить в замкнутой математической форме, в других случаях она может представлять собой кусочно-гладкую функцию. Для задания целевой функции иногда может потребоваться таблица технических данных (например, таблица состояния водяного пара) или может понадобиться провести эксперимент. В ряде случаев проектные параметры принимают только целые значения. Примером может служить число зубьев в зубчатой передаче или число болтов во фланце. Иногда проектные параметры имеют только два значения - да или нет. Качественные параметры, такие как удовлетворение, надежность, эстетичность, тоже возможно учитывать в процессе оптимизации, хотя их сложно охарактеризовать количественно. Однако в каком бы виде не была представлена целевая функция, она должна быть однозначной функцией проектных параметров.

В ряде задач оптимизации требуется введение более одной целевой функции. Иногда одна из них может оказаться несовместимой с другой. Примером служит проектирование самолетов, когда одновременно требуется обеспечить максимальную прочность, минимальный вес и минимальную стоимость. В таких случаях конструктор должен ввести систему приоритетов и поставить в соответствие каждой целевой функции некоторый безразмерный множитель. В результате появляется «функция компромисса», позволяющая в процессе оптимизации пользоваться одной составной целевой функцией.

Поиск минимума и максимума. Одни алгоритмы оптимизации приспособлены для поиска максимума, другие - для поиска минимума. Однако независимо от типа решаемой задачи на экстремум можно пользоваться одним и тем же алгоритмом, так как задачу минимизации можно легко превратить в задачу на

Исполнительные устройства систем управления

поиск максимума, поменяв знак целевой функции на обратный.

Множество допустимых решений (МДР) - пространство решения. Так называется область, определяемая всеми l проектными параметрами. Пространство решения не столь велико, как может показаться, поскольку оно обычно ограничено рядом условий, связанных с физической сущностью задачи. Ограничения могут быть столь сильными, что задача не будет иметь ни одного удовлетворительного решения. Следует отметить, что очень часто в связи с ограничениями оптимальное значение целевой функции достигается на одной из границ области множества допустимых решений задачи.

Локальный оптимум. Так называется точка пространства решений, в которой целевая функция имеет наибольшее значение по сравнению с ее значениями во всех других точках ее ближайшей окрестности.

Часто пространство проектирования содержит много локальных оптимумов и следует соблюдать осторожность, чтобы не принять первый из них за оптимальное решение задачи.

Глобальный оптимум. Глобальный оптимум - это оптимальное решение для всего множества допустимых решений. Оно лучше всех других решений, соответствующих локальным оптимумам, и именно его ищет ЛПР. Возможен случай нескольких равных глобальных оптимумов, расположенных в разных частях пространства проектирования.

Рассмотрим классификацию оптимизационных задач по виду математических моделей, которые включают следующие элементы [7]:

- 1) исходные данные;
- 2) искомые переменные;
- 3) зависимости.

Исходными данными для математической модели являются: целевая функция $L(\vec{x})$, левые части ограничений $g_i(\vec{x})$ и их правые части b_i . Исходные данные могут быть **детерминированными и случайными**. Детерминированными называются такие исходные данные, когда при составлении модели их точные значения известны. В достаточно распространенных задачах распределения ресурсов точное значение имеющегося ресурса, а также других элементов, входящих в модель, может быть заранее неизвестно. В таких случаях эти элементы модели являются случайными величинами.

Исполнительные устройства систем управления

Искомые переменные могут быть непрерывными и дискретными. Непрерывными называются такие величины, которые в заданных граничных условиях могут принимать любые значения. Дискретными называются такие переменные, которые могут принимать только заданные значения. **Целочисленными** называются такие дискретные переменные, которые могут принимать только целые значения.

Зависимости между переменными (как целевые функции, так и ограничения) могут быть **линейными** и **нелинейными**. Напомним, что линейными называются такие зависимости, в которые переменные входят в первой степени, и с ними выполняются только действия сложения или вычитания. Если же переменные входят не в первой степени или с ними выполняются другие действия, то зависимости являются нелинейными. При этом следует иметь в виду, что если в задаче хотя бы одна зависимость нелинейная, то и вся задача является нелинейной.

Исполнительные устройства систем управления

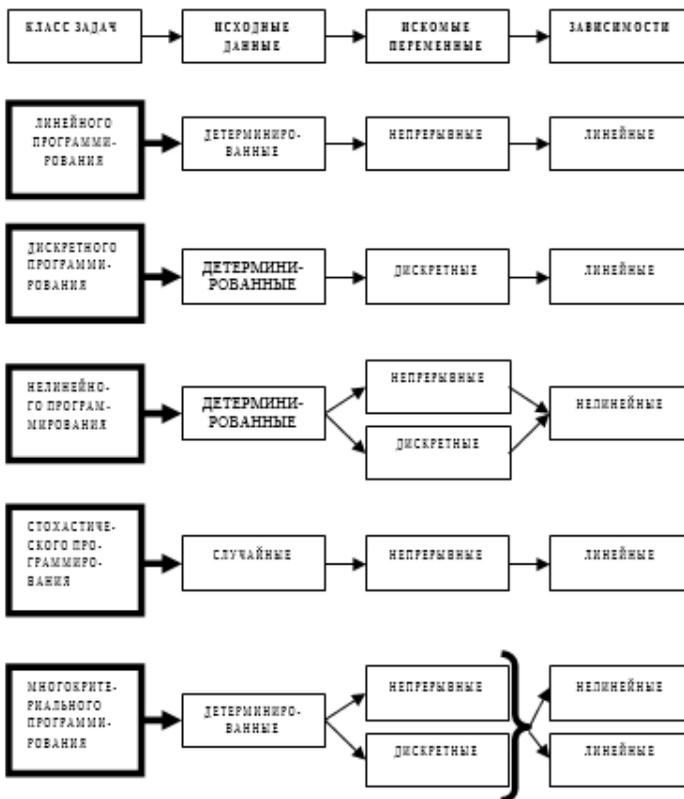


Рис.1.5. Основные классы задач оптимизации

Сочетание различных элементов модели образует различные классы задач оптимизации, которые требуют разных методов решения. Основные классы задач оптимизации приведены на рис.1.5.

Исполнительные устройства систем управления

го решения задачи в двухмерном и трехмерном пространстве, справедливы и для n – мерного. В этом случае МДР представляет собой многогранник. Координаты каждой его вершины - это допустимые решения. Координаты той вершины, в которой целевая функция имеет максимальное (или минимальное) значение, являются оптимальным решением задачи.

Для аналитического решения задач линейного программирования разработан специальный алгоритм направленного перебора вершин. Этот алгоритм обеспечивает переход от одной вершины к другой в таком направлении, при котором значение целевой функции от вершины к вершине улучшается, аналитический метод решения задачи линейного программирования называют **симплекс-методом**

Решение задачи с помощью симплекс-метода подробно изложено в работе [11].

Задача дискретного программирования. Рассмотрим общую задачу дискретного программирования:

$$\left\{ \begin{array}{l} L = \sum_{j=1}^n c_j x_j \rightarrow \min (\max), \\ g_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_1, \\ g_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_2, \\ \dots, \dots, \dots, \\ g_m(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_m, \\ \bar{x} \in D, \end{array} \right.$$

где D - некоторое множество.

Если множество D является конечным или счетным, то условие $\bar{x} \in D$ - это условие дискретности, и данная задача является задачей **дискретного программирования**.

Если вводится ограничение x_j - целые числа ($j = 1, 2, \dots, n$), то приходят к задачам целочисленного программирования (ЦП), которое является частным случаем **дискретного программирования**.

В задачах дискретного программирования область допустимых решений является невыпуклой и несвязной. Поэтому отыскание решения таких задач сопряжено со значительными трудностями. В частности, невозможно применение стандартных прие-

Исполнительные устройства систем управления

мов, состоящих в замене дискретной задачи ее непрерывным аналогом, в дальнейшем округлении найденного решения до ближайшего целочисленного.

Проверка показывает, что никакое округление компонент этого плана не дает допустимого решения, удовлетворяющего ограничениям этой задачи. Таким образом, для решения задач дискретного программирования необходимы специальные методы.

Методы решения задач дискретного программирования по принципу подхода к проблеме можно разделить на две группы [11]:

- 1) методы отсечения или отсекающих плоскостей;
- 2) метод ветвей и границ.

Математические модели задач дискретного программирования по структуре модели можно разделить на два класса [11]:

- 1) целочисленные задачи;
- 2) экстремальные комбинаторные задачи.

Математические модели задач с неделимостью (целочисленные задачи) основаны на требовании целочисленности переменных $\{x_j\}$, вытекающем из физических условий практических задач. К таким задачам относятся: **задача об определении оптимальной структуры производственной программы**, где $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ - объемы выпуска продукции; задача о ранце, где необходимо определить, сколько предметов x_j ($j=1, 2, \dots, n$) каждого типа должен турист положить в рюкзак, чтобы суммарная ценность снаряжения была максимальной и т. д.

Задача нелинейного программирования. В задачах линейного программирования глобальный экстремум целевой функции достигается в вершине симплекса, и симплекс-метод за конечное число шагов определяет эту вершину.

В задачах нелинейного программирования допустимое множество решений может быть невыпуклым, несвязанным, т.е. иметь довольно сложную структуру. Глобальный экстремум целевой функции может достигаться как на границе области допустимых решений, так и внутри ее. Кроме того, наряду с глобальным экстремумом могут существовать локальные экстремумы, что делает задачу нелинейного программирования гораздо сложнее задачи линейного программирования



Задачи нелинейной оптимизации с точки зрения методов решения делятся на два класса [7]:

- 1) задачи безусловной оптимизации;
- 2) задачи условной оптимизации.

Задача безусловной оптимизации представляет собой поиск оптимума целевой функции **без всяких дополнительных условий**, что записывается

$$L = f(x) \rightarrow \max (\min) .$$

Задача условной оптимизации в общем случае записывается в известном виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} L = \sum_{j=1}^n c_j x_j \rightarrow \min (\max) , \\ g_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_1 , \\ g_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_2 , \\ \dots\dots\dots, \\ g_m(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_m , \\ d_j \leq x_j \leq D_j, j=1,2,\dots,n. \end{array} \right.$$

Такая задача оптимизации, кроме целевой функции, включает **дополнительные условия** в виде ограничений и граничных условий.

Задачи безусловной нелинейной оптимизации могут решаться различными методами поиска. Чтобы составить маршрут поиска, нужно, во-первых, знать начальную точку, во-вторых, выбрать путь движения и, наконец, определить, достижение какой точки следует считать достижением цели.

Путь движения можно представить как последовательность шагов, а каждый шаг при этом определяется **направлением движения и расстоянием**, которое следует пройти в данном направлении.

Идея поиска экстремума заключается в следующем:

- 1. Задать начальную точку $x_j^0, j=1,2,\dots, n$.
- 2. В заданной точке x_j^0 определить направление движения на первом шаге p_1 .
- 3. Принять величину шага t_i .

Исполнительные устройства систем управления

4. Определить координаты конца первого шага x_j^1 .
5. Вычислить значения признака экстремума на первом шаге.

6. Проверить выполнение признака экстремума.

Если условие признака выполняется, то принимается, что экстремум находится в точке x_j^0 , если нет - аналогично выполняется второй шаг и так далее до выполнения условия, характеризующего достижение экстремума.

Важный вопрос поиска - признак достижения экстремума, т.е. вершины, обычно таким признаком является величина относительного приращения функции на каждой итерации:

$$\Delta L_k = \frac{L_{k+1} - L_k}{L_k} .$$

Экстремум считается достигнутым, если выполняется условие $\Delta L_k \leq \Delta L_{\text{зад}}$, где $\Delta L_{\text{зад}}$ - точность, назначаемая при решении задачи.

Методы выбора направления и длины шага бывают различных типов, но их порядок определяется порядком производных целевых функций, используемых в них.

Методами нулевого порядка поиска называются такие методы, которые для определения направления p и величины шага t используют только значение целевой функции.

Методы первого порядка или градиентные методы - это такие методы, в которых для определения направления p и шага t используются значения первых производных целевой функции, и определяется ее градиент.

Методами второго порядка или методами Ньютона называются такие методы, в которых для определения направления p и шага t используются значения вторых производных целевой функции.

Задачи условной оптимизации решаются с использованием следующих подходов:

1. Если число переменных $n \leq 3$, то возможно графическое решение задачи.
2. Классический метод условной оптимизации с помощью определения стационарных, граничных точек и точек разрыва.

Исполнительные устройства систем управления

3. Метод множителей Лагранжа, если ограничения имеют вид равенств. При этом идея метода заключается в преобразовании задачи условной оптимизации в задачу безусловной оптимизации.

4. Метод штрафных функций, если ограничения имеют вид неравенств и равенств.

5. Метод определения седловой точки, если ограничения имеют вид неравенств.

Подробно указанные методы излагаются в литературе [13, 15].

Задача стохастического программирования. Математическая модель задачи оптимизации включает в себя три элемента:

- 1) целевую функцию;
- 2) ограничения;
- 3) граничные условия.

При этом допустим ряд вариантов задач стохастического программирования.

Если коэффициенты c_j в *целевой функции* - случайные величины, то возможно две постановки задачи оптимизации:

1. Максимизация (минимизация) среднего значения целевой функции, которая называется *M-постановкой*:

$$M[L] \rightarrow \max (\min) .$$

2. Максимизация вероятности получения максимального (минимального) значения, которая называется *P-постановкой*:

$$P[L_{\max (\min)}] \rightarrow \max .$$

Если случайными являются величины a_{ij} и b_i , входящие в

ограничения, то *i-е* ограничение $\sum_{j=1}^n a_{ij}x_j \leq b_i$ записывается так:

$$P \left[\sum_{j=1}^n a_{ij}x_j \leq b_i \right] \geq p_i ,$$

где p_i - заданная вероятность, с которой должно выполняться *i-е* ограничение.

Запись **граничных условий** может быть выполнена в двух вариантах. Если в ограничении d_j, D_j - детерминированные вели-

Исполнительные устройства систем управления

чины, то ограничение остается в виде $d_j \leq x_j \leq D_j$. Если d_j, D_j - случайные величины, то рассматриваются два ограничения $P[x_j \leq D_j] \geq p_i$; $P[x_j \geq d_j] \geq p_i$.

В практических задачах граничные условия d_j, D_j случайными величинами являются крайне редко. Объединяя целевую функцию, ограничения и граничные условия, можно сформулировать две постановки задачи стохастического программирования:

 1. *M-постановка*

$$\left\{ \begin{array}{l} M[L] \rightarrow \max (\min) , \\ P \left[\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j \leq b_i \right] \geq p_i , \\ d_j \leq x_j \leq D_j , \\ j=1,2,\dots,n, i=1,2,\dots,m; \end{array} \right.$$

 2. *P-постановка*

$$\left\{ \begin{array}{l} P[L_{\max (\min)}] \rightarrow \max , \\ P \left[\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j \leq b_i \right] \geq p_i , \\ d_j \leq x_j \leq D_j , \\ j=1,2,\dots,n, i=1,2,\dots,m. \end{array} \right.$$

Обе постановки представляют собой задачи нелинейного программирования.

Задача многокритериальной оптимизации. В задачах, которые были рассмотрены до сих пор, был только один критерий оптимальности, одна цель, однако зачастую свести задачу к одному критерию достаточно трудно, так как целей может быть много. В этом случае оптимизацию производят по нескольким частным критериям $Q_i(\bar{x}) (i=1,2,\dots,s)$, а полученные задачи называют задачами **многокритериальной или векторной оптимизации**. Многокритериальная оптимизация представляет собой попытку получить наилучшее значение для некоторого множества характеристик рассматриваемого объекта, т.е. найти некоторый компромисс между теми частными критериями $Q_i(\bar{x}) (i=1,2,\dots,s)$, по которым требуется оптимизировать решение.

Исполнительные устройства систем управления

Постановку задачи можно представить следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_1(\bar{x}) \rightarrow \min (\max), \\ Q_2(\bar{x}) \rightarrow \min (\max), \\ \dots\dots\dots, \\ Q_s(\bar{x}) \rightarrow \min (\max), \\ g_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_1, \\ g_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_2, \\ \dots\dots\dots, \\ g_m(x_1, x_2, \dots, x_n) \leq b_m, \\ d_j \leq x_j \leq D_j, j=1, 2, \dots, n. \end{array} \right.$$

Различные методы решения подобных задач представлены в литературе [1, 2, 7].

Наиболее общей математической моделью принятия оптимального решения является задача многокритериальной оптимизации. Приведем несколько причин, приводящих к многокритериальным задачам [2, 3].

1. Одной из причин, приводящей к многокритериальности, является **множественность технических требований**, которые предъявляются к характеристикам проектируемого устройства. Их можно свести к системе неравенств.

$$q_i(\bar{x}) \leq q_i^+, i=1, 2, \dots, s, \tag{1.1}$$

где q_i^+ – предельное значение i – го технического требования.

В этом случае частные критерии оптимальности обычно в явном виде отсутствуют и их приходится вводить искусственно с помощью выражений:

$$Q_i(\bar{x}) = \begin{cases} 0, & \text{если } q_i(\bar{x}) \leq q_i^+; \\ w_i(q_i(\bar{x}) - q_i^+), & \text{если } q_i(\bar{x}) > q_i^+. \end{cases}$$

Здесь w_i – весовой коэффициент, учитывающий важность i -го ограничения ($\sum_{i=1}^s w_i = 1$).

Таким образом, решение системы неравенств (1.1) сводится

Исполнительные устройства систем управления

к решению задачи векторной оптимизации:

$$\min_{\vec{x} \in D_x} Q_1(\vec{x}), \min_{\vec{x} \in D_x} Q_2(\vec{x}), \dots, \min_{\vec{x} \in D_x} Q_s(\vec{x}). \quad (1.2)$$

2. Следующей причиной многокритериальности является необходимость обеспечения оптимальности проектируемого устройства при различных условиях его функционирования, т.е. обеспечение экстремальных значений критерия оптимальности при неопределенности условий, в которых приходится работать устройству. При этом неопределенность может иметь либо количественный характер, выраженный с помощью параметра v , что приводит к задаче оптимизации

$$\min_{\vec{x} \in D_x} Q(\vec{x}, v) \text{ для всех } v \in [v^-, v^+], \quad (1.3)$$

либо качественный характер, связанный с указанием конкретных условий функционирования. В последнем случае эффективность и качество работы устройства для каждого режима могут быть охарактеризованы различными критериями оптимальности. Например, в зависимости от исходного состояния для логического элемента представляет опасность либо помеха $Q_1(\vec{x})$, вызывающая закиривание схемы, либо помеха $Q_2(\vec{x})$, приводящая к отпиранию схемы. Тогда, если под помехоустойчивостью логической схемы понимать минимальный порог срабатывания максимально чувствительной схемы, задача оптимального проектирования логического элемента может быть сформулирована как задача векторной оптимизации:

$$\max_{\vec{x} \in D_x} Q_1(\vec{x}), \max_{\vec{x} \in D_x} Q_2(\vec{x}),$$

где D_x – допустимая область работоспособности логического элемента.

Если неопределенность функционирования имеет количественный характер, то задача оптимизации (1.3) сводится к задаче векторной оптимизации (1.2) путем дискретизации критерия оптимальности $Q(\vec{x}, v)$ по параметру v и рассмотрению в качестве частных критериев оптимальности функций.

$$Q_i(\vec{x}) = Q(\vec{x}, v_i), \text{ где } v_i \in [v^-, v^+].$$

Такой подход к задаче оптимального проектирования позволяет учитывать влияние внешних факторов (температуры, ускорения, радиации и т. д.) на критерий оптимальности и ограничения проектируемого устройства.

Исполнительные устройства систем управления

3. При постановке задачи оптимального проектирования одним из основных вопросов является выбор критерия оптимальности $Q(\bar{x})$. С одной стороны, критерий должен иметь конкретный физический смысл, а с другой - от него требуется, чтобы он как можно полнее характеризовал проектируемое устройство. Однако требования функциональной полноты трудно удовлетворить с помощью только одного скалярного показателя, так как он обычно описывает конкретное свойство устройства. В связи с этим приходится рассматривать совокупность показателей (Q_1, \dots, Q_s) , каждый из которых имеет наглядную физическую интерпретацию и позволяет оценить качество оптимального решения \bar{x}^* с различных точек зрения.

Таким образом, необходимость обеспечения функциональной полноты показателей, конкретизирующих оптимальные свойства проектируемого устройства, при одновременной их физической наглядности приводит к многокритериальности, которая вытекает прямо из постановки задачи оптимального проектирования.

4. В тех случаях, когда проектируемое устройство состоит из нескольких взаимосвязанных узлов и блоков, оптимальность всего устройства определяется эффективностью и качеством его отдельных частей, каждая из которых может быть охарактеризована, по крайней мере, хотя бы одним частным критерием оптимальности $Q_i(\bar{x})$.

В этом случае функционирование всего устройства можно считать наилучшим, если за счет выбора управляемых параметров \bar{x} обеспечиваются экстремальные значения всех частных критериев оптимальности как основных подцелей одной общей цели проектирования.

5. Другой ситуацией, приводящей к многокритериальности, является случай, когда функционально-логическая модель проектируемого устройства отсутствует и требуется ее построить таким образом, чтобы внешние параметры устройства наилучшим образом соответствовали экспериментальным данным.

В связи с этим параметры модели \bar{x} , построенной с помощью эквивалентных схем замещения компонент, могут не иметь непосредственного отношения к внутренним процессам в устройстве, а должны подбираться так, чтобы наилучшим образом (в некотором смысле) аппроксимировать экспериментально полу-

Исполнительные устройства систем управления

ченные внешние параметры проектируемого устройства.

Изложенные теоретические основы оптимизации раскрывают существо вопроса, связанного с поиском рационального решения поставленной задачи. Одной из областей применения математических методов оптимизации является разработка систем управления сложными системами.

В задачах проектирования сложных систем управления методы поиска оптимального (рационального) варианта использовались практически всегда. Однако на ранних этапах поиски оптимальных параметров разрабатываемой системы управления носили чисто интуитивный характер и во многом зависели от квалификации конструктора и возможности качественного и оперативного проведения испытаний разработанных опытных образцов. Поэтому процесс проектирования новых систем и совершенствование существующих систем затягивалось на многие годы.

Появление вычислительных машин позволило внедрить в практику проектирования методики сложных прочностных расчетов и совместить их с математическими методами поиска оптимальных решений, что позволило сократить сроки проектирования и уменьшить число испытаний.

В основном задачи оптимального конструкционного проектирования сложных систем носят многокритериальный характер. Совершенствование электронно-вычислительных машин и разработка мощных математических методик проведения научных и опытно-конструкторских исследований (математическое моделирование) позволили поставить проектирование на новый более качественный уровень.

1.4. Математическое и техническое обеспечение САПР

В качестве основных проектных параметров для разрабатываемой системы управления, как правило, рассматривают такие основные характеристики системы, как устойчивость, точность и быстродействие. При этом точность системы, впрочем, как и устойчивость, имеет сложные характеристики, зависящие как от параметров системы управления, так и от внешних воздействий, приложенных к системе. Поэтому очень часто говорят о группах критериев, которые характеризуют соответственно [16]:

- а) устойчивость;
- б) быстродействие;
- в) точность в различных режимах работы.

При исследовании небольшого класса систем применяют комплексные критерии качества – интегральные показатели, которыми можно оценить некоторые обобщенные свойства [16], однако такие критерии не получили распространения, так как они не обладают универсальностью.

Каждый показатель качества может формироваться на основе использования временных характеристик, частотных характеристик или корней характеристического уравнения. Использование того или иного подхода при формировании критериев качества определяется выгодой его применения в каждом конкретном случае.

Критерии качества широко используются не только при проектировании систем и объектов автоматического управления с целью удовлетворения технического задания, но и при сертификации систем для определения степени соответствия реального продукта его параметрам, которые заявляются или декларируются.

Рассмотрим некоторые общие подходы по определению устойчивости, быстродействия и точности систем управления.

Устойчивость проектируемой системы управления относится к обязательным критериям качества любых систем, поскольку неустойчивые системы использовать нельзя.

В самом общем случае под устойчивой системой понимают систему [16], которая, будучи выведенной из состояния равновесия, с течением времени возвратится в исходное состояние или займет новое равновесное состояние.

Пусть движение системы полностью описывается уравнением, которое имеет вид

Исполнительные устройства систем управления

$$A(s)y(t) = B(s)x(t). \quad (1.4)$$

Функционирование системы определяется решением дифференциального уравнения, которое может быть представлено в виде суммы общего решения однородного уравнения $A(s)y(t) = 0$ и частного решения неоднородного уравнения (1.4):

$$y(t) = y_0(t) + y_g(t).$$

Так как вынужденное движение системы определяется в основном правой частью уравнения (1.4), то считается справедливым утверждение, что система будет устойчивой, если с течением времени переходная (свободная) составляющая процесса будет постоянной или, что еще лучше, стремиться к нулю – асимптотическая устойчивость системы управления.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_0(t) \rightarrow 0. \quad (1.5)$$

Из математики известно, что решение однородного линейного дифференциального уравнения ищется в виде

$$y_0(t) = \sum_{k=1}^n C_k e^{s_k t}.$$

Очевидно, что для асимптотической устойчивости системы необходимо, чтобы корни s_k характеристического уравнения $A(s) = 0$ (точнее их действительные части) были отрицательными. Если рассматривать расположение корней характеристического уравнения на комплексной плоскости, то для выполнения условия (1.5) необходимо, чтобы корни характеристического уравнения располагались в левой полуплоскости.

В теории управления принято делить критерии устойчивости на аналитические и частотные. Аналитические, как правило, критерии Вышнеградского, Гурвица, Рауса, частотные критерии Михайлова и Найквиста. В основе всех этих критериев лежит оценка корней характеристического уравнения, а следовательно, и выполнение условия (1.5).

Считая, что читатель этого пособия прошел курс теории автоматического управления, мы не будем углубляться в рассмотрение вышеупомянутых критериев, но в случае отсутствия у читателя таких знаний рекомендуем воспользоваться [16].

Быстродействие и запас устойчивости в проектируемой системе управления. Такой критерий качества систем, как быстродействие, определяет способность системы реагировать на

Исполнительные устройства систем управления

управляющее воздействие и возмущение, т.е. определяет скорость реагирования [16]. Однако следует учитывать, что аналитическое построение кривой переходной очень трудоемкая операция, и если для системы применимы экспериментальные исследования, то это значительно облегчает построение переходной характеристики.

При анализе переходной характеристики под быстрым воздействием понимают оценку времени переходного процесса. Это время определяется по моменту, когда кривая переходной характеристики входит в коридор $\pm 5\%$ от установившегося значения и больше не выходит из него (рис.1.6).

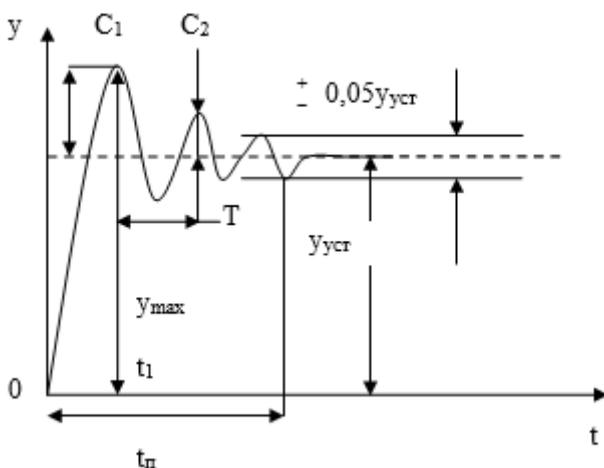


Рис.1.6. Оценка качества по переходной характеристике

Склонность системы к колебаниям, а следовательно, и запас устойчивости могут быть оценены по максимальному значению («бросок») выходной величины y_{\max} переходной характеристики. Для оценки системы по этому показателю используют относительную величину, которая называется перерегулированием:

$$\sigma = \frac{y_{\max} - y_{уст}}{y_{уст}} 100\% . \quad (1.6)$$

Допустимое значение перерегулирования для конкретной системы определяется ее служебным назначением. Так, для си-

Исполнительные устройства систем управления

стем формообразующих движений металлорежущих станков перерегулирование вообще не допускается, т.е. $\sigma = 0\%$. Объяснить такие жесткие требования можно, опираясь на рис.1.7.

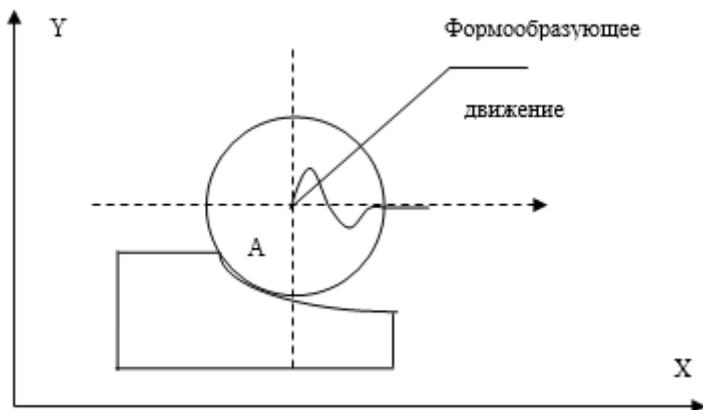


Рис.1.7. Образование волнистого контура детали

Анализ рис.1.7 показывает, что изменение направления движения по координатам станка (точка А траектории) провоцирует переходные процессы в приводах подачи, которые при $\sigma \neq 0$ приводят к браку на поверхности детали в виде волнистости или огранки [16]. Кроме того, при анализе этого явления нельзя забывать, что процесс резанья осуществляется в замкнутой упругой технологической системе, которая при определенных ее динамических параметрах также может провоцировать возникновение волнистости обработанной поверхности. Волнистость возникает в тех местах контура, обработка которых характеризуется переходными процессами в упругой системе при резком изменении направления вектора, силы резания или его величины.

Таким образом, к упругим системам станков, которые принимают участие в формообразующем движении, также предъявляют требование отсутствия перерегулирования, хотя в этом случае такой термин не совсем верно отображает суть явления. Отметим также, что удовлетворить требование $\sigma = 0$ для упругих систем металлорежущих станков значительно сложнее, чем для приводов формообразующих движений. Для систем вспомогательных движений, манипуляторов и промышленных роботов допускается $\sigma \leq 20 - 30\%$.

Важное значение для оценки запаса устойчивости по кри-

Исполнительные устройства систем управления

вой переходной характеристики имеет такой показатель, как затухание за период (см. рис.1.6), который является относительной величиной:

$$\zeta = \frac{C_1 + C_2}{C_1} 100\% . \quad (1.7)$$

Для систем металлорежущих станков обычно требуется, чтобы $\zeta \geq 90\%$.

Приведенные выше показатели качества могут быть дополнены другими показателями, которые наилучшим образом отвечают эксплуатационным требованиям к системе в каждом конкретном случае.

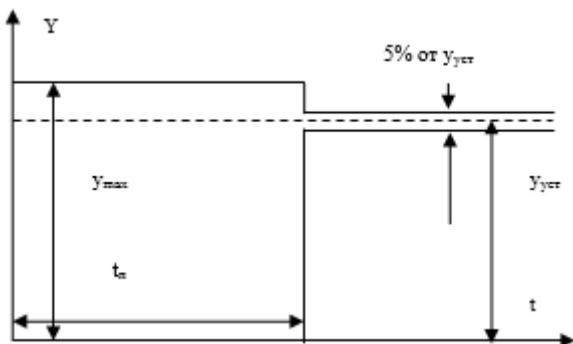


Рис. 1.8. Диаграмма качества во временной плоскости

Показатели качества позволяют сопоставить качество регулирования с некоторыми численными значениями, а требования к этим численным значениям будут уже являться критериями качества, которые в свою очередь формируют диаграмму качества в координатах «выходная величина- время» (рис.1.8).

На рис.1.8 границы диаграммы качества определены следующими требованиями, которые при проектировании системы управления отмечаются обычно в техническом задании на проектирование или в техническом сертификате качества системы: быстродействие не меньше t_n , перерегулирование не хуже σ_{max} . Разрабатываемая система должна удовлетворять предъявляемым требованиям, иными словами, переходная характеристика такой системы не должна выходить за пределы диаграммы качества.

Точность проектируемой системы управления. Точность системы управления в каждый момент времени может быть

Исполнительные устройства систем управления

определена мгновенным значением погрешности (рис.1.9)
 $\delta(t) = y(t) - y_{уст}$.

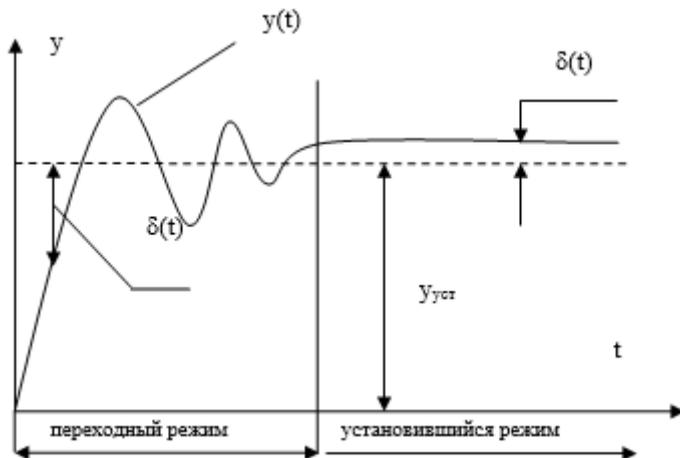


Рис. 1.9. Эволюция погрешности системы во времени

Погрешность в переходном режиме называется *динамической*, а в установившемся *статической* [16]. Точность системы управления оценивается, как правило, по величине погрешности в установившемся режиме.

Используя классическую теорию управления, покажем систему управления в виде структурной схемы (каноническая система), представленной на рис.1.10.

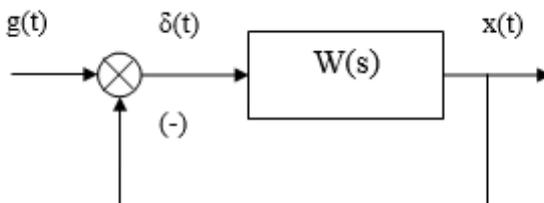


Рис. 1.10 Структурная схема системы управления

Представленная на рис.1.10 система управления описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} x(t) &= \delta(t)W(s); \\ \delta(t) &= g(t) - x(t). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Исполнительные устройства систем управления

Передаточная функция системы по погрешности из уравнений (1.8) будет определяться как

$$W_{\delta}(s) = \frac{1}{1 + W(s)},$$

откуда изображение по Лапласу погрешности $\delta(s) = G(s)W_{\delta}(s)$. Отметим, что любая система с единичной и неединичной обратной связью, с помощью правил преобразования структурных схем, может быть приведена к каноническому виду (см. рис. 1.10).

Из теоремы о предельном переходе имеем установившуюся погрешность

$$\delta_{ycm} = \lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\delta(s). \quad (1.9)$$

Подставив выражение для изображения по Лапласу установившейся погрешности в формулу (1.9), получим:

$$\delta_{ycm} = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s)W_{\delta}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1 + W(s)} G(s). \quad (1.10)$$

Передаточная функция $W(s)$ системы, входящая в выражение (1.10), может быть представлена в самом общем виде следующим выражением:

$$W(s) = \frac{k(b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + 1)}{s^v (a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + 1)}. \quad (1.11)$$

Передаточные функции систем управления, представляемые в виде выражения (1.11), имеют, как правило, порядок знаменателя больше, чем порядок числителя ($n \geq m$), это связано с инерционными свойствами реальных технических систем. Показатель степени v в этом же выражении определяет астатизм системы ($v \neq 0$) управления или, иными словами, оценивает количество интегрирующих звеньев, входящих в передаточную функцию, при этом, если ($v=0$), то система называется статической.

Рассмотрим различные режимы работы, которые используются для оценки точности систем, здесь и далее режимы работы будут определяться видом задающего воздействия.

Статический режим. Задающее воздействие является постоянным $g(t) = const$. Такой режим работы характерен для систем стабилизации любых выходных величин. Анализ общего вида передаточной функции (1.8) показывает, что в статических системах $W(0)=k$, а в астатических $W(0) \rightarrow \infty$.

Исполнительные устройства систем управления

В статических системах при постоянном входном сигнале $g(t)=g_0$ (изображение по Лапласу такого сигнала: $G(s)=g_0/s$), статическая погрешность в соответствии с выражением (1.10) будет определяться как

$$\delta_{уст} = \frac{g_0}{1+k}, \quad (1.12)$$

а в астатических $\delta_{уст} = 0$. Отметим, что здесь и далее мы говорим о погрешности, вызванной управляющим или задающим воздействием. Как известно, в системе обязательно имеется погрешность, вызванная возмущением. К этому каналу также могут быть применены все полученные выводы. Таким образом, общая погрешность, которая установилась в астатической системе, будет равняться 0 только в случае, если все возмущения будут постоянны и все каналы прохождения возмущений по системе также будут астатическими.

Графической иллюстрацией статического режима является рис.1.9, где показана установившаяся погрешность системы.

Режим движения с постоянной скоростью. Этот режим работы характерен для следящих систем. Задающее воздействие изменяется по линейному закону $g(t) = at$, поэтому изображение по Лапласу $G(s)=a/s^2$. Определим установившуюся погрешность в этом режиме работы:

$$\delta_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{a}{s(1+W(s))}. \quad (1.13)$$

Этот предел для статической системы стремиться к бесконечности, а для астатической системы ($v=1$) погрешность будет определяться как

$$\delta_{уст} = \frac{a}{k}. \quad (1.14)$$

Итак, в этом типовом режиме работы общая установившаяся погрешность системы будет состоять из статической погрешности, вызванной возмущениями, и дополнительной скоростной погрешностью.

Очевидно, что для систем с астатизмом выше первого порядка ($v>1$), установившаяся погрешность будет равняться нулю.

Режим движения с постоянным ускорением. В этом случае задающее воздействие изменяется по закону $g(t) = \frac{at^2}{2}$.

Исполнительные устройства систем управления

Этот режим работы может применяться только в следящих системах и системах программного управления. Действуя аналогично вышеизложенному, имеем $G(s)=a/s^3$, поэтому

$$\delta_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{a}{s^2(1+W(s))}.$$

Установившаяся погрешность, для такого режима работы, будет иметь место только у систем с астатизмом 2-го порядка, для систем с ($\nu < 1$), погрешность системы будет стремиться к бесконечности, а для систем с ($\nu > 2$) погрешность будет равна нулю.

Отметим, что, несмотря на радикальное решение вопроса точности, астатические системы выше второго порядка астатизма, на практике почти не применяются из-за низких динамических свойств (малый запас устойчивости системы).

Режим движения по гармоническому закону. Этот режим работы позволяет наиболее полно оценить точность системы и ее динамические свойства. Задающее воздействие изменяется по гармоническому закону:

$$g(t) = B \sin \omega_k t.$$

Погрешность в линейной системе будет также изменяться по гармоническому закону с частотой ω :

$$\delta(t) = \delta_{\max} \sin(\omega_k t + \psi).$$

Точность в этом режиме работы оценивается по амплитуде ошибки, которая определяется частотной передаточной функцией системы по погрешности:

$$\delta(j\omega) = \frac{1}{1+W(j\omega)} g(j\omega). \quad (1.15)$$

Перейдя в выражении (1.15) к модулям и учитывая, что $|\delta(j\omega)| = \delta_{\max}$, а $|g(j\omega)| = B$, получим

$$\delta_{\max} = \frac{B}{|1+W(j\omega)|}. \quad (1.16)$$

Так как амплитуда погрешности всегда значительно меньше амплитуды задающего воздействия, то можно предположить, что модуль знаменателя в выражении (1.16) значительно больше 1. Таким образом, с достаточной для практических расчетов точностью можно принять:

$$\delta_{\max} \approx \frac{B}{|W(j\omega)|} = \frac{B}{A(\omega_k)}, \quad (1.17)$$

Исполнительные устройства систем управления

где $A(\omega_k)$ – значение амплитудно-частотной характеристики при $\omega = \omega_k$.

Выражение (1.17) благодаря своей простоте широко используется при оценке точности систем с использованием логарифмических частотных характеристик. Например, если известна ЛАЧХ исследуемой системы (см. рис.1.11), то можно определить амплитуду погрешности при гармоническом сигнале на всем изображенном частотном диапазоне, так как известно, что $L(\omega_k) = 20 \lg A(\omega_k)$.

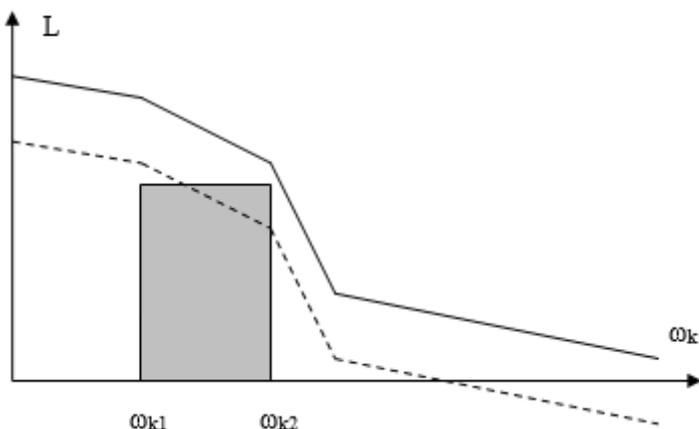


Рис. 1.11. Определение коэффициента усиления системы по ЛАЧХ

Выражение (1.17) позволяет решить также и задачу синтеза [16]: сформулировать требования к системе таким образом, чтобы амплитуда погрешности в обозначенном диапазоне частот была не больше заданной. Для этого по заданным значениям $A(\omega_k)$, δ_{\max} , ω_k вычисляют значения $L_d(\omega_k)$ (или область значений) и сдвигают ЛАЧХ системы в вертикальном направлении так, чтобы ее график находился выше запрещенной области (см. рис.1.11).

Коэффициенты погрешности. В теории управления погрешность системы в динамическом режиме определяют с помощью коэффициентов погрешности. Коэффициенты погрешности позволяют установить зависимость погрешности от времени для разнообразных систем при подаче на вход задающего воздействия $g(t)$, имеющего произвольную, но плавную форму [16]. Плавность функции $g(t)$ определяется тем, что спустя некоторое время от начальной точки процесса, имеет место только конечное

Исполнительные устройства систем управления

число m производных:

$$\frac{dg(t)}{dt}, \frac{d^2g(t)}{dt^2}, \dots, \frac{d^m g(t)}{dt^m}.$$

В этом случае, разложив передаточную функцию системы в ряд Тейлора по возрастающим степеням s , получим выражение для изображения по Лапласу погрешности:

$$\delta(s) = [C_0 + C_1s + \frac{C_2s^2}{2!} + \frac{C_3s^3}{3!} + \dots]G(s).$$

Переходя к оригиналу, получаем:

$$\delta(t) = C_0g(t) + C_1 \frac{dg(t)}{dt} + \frac{C_2}{2!} \frac{d^2g(t)}{dt^2} + \dots \quad (1.18)$$

Здесь величины C_0, C_1, C_2, \dots , называемые коэффициентами погрешности, могут определяться по общему правилу разложения функции в ряд Тейлора:

$$C_0 = W_\delta(s)|_{s=0}; C_1 = \left. \frac{dW_\delta(s)}{ds} \right|_{s=0}; C_2 = \left. \frac{d^2W_\delta(s)}{dt^2} \right|_{s=0}; \dots \quad (1.19)$$

Коэффициент C_0 называется коэффициентом статической или позиционной погрешности, C_1 – коэффициентом скоростной погрешности, C_2 – коэффициентом погрешности по ускорению. Отметим, что в статических системах все коэффициенты отличны от нуля, в астатической системе первого порядка $C_0 = 0$, в астатической системе второго порядка $C_0 = 0$ и $C_1 = 0$, для астатической 3-го порядка системы $C_0 = 0$, $C_1 = 0$ и $C_2 = 0$.

1.5. Методы повышения точности и устойчивости проектируемых систем управления

Проектируя систему управления, мы опираемся в своих расчетах на определенные ТЗ требования к проектируемой системе. Эти требования носят, как правило, количественный характер и определяют поведение системы в динамическом и статическом режимах. В наиболее распространенном случае речь идет не о разработке совершенно новой, не имеющей прототипов системе, а скорее об улучшении существующих систем либо выборе из возможных прототипов наиболее подходящего по качеству. В такой постановке актуальным для проектировщика системы управления является вопрос улучшения существующих систем

Исполнительные устройства систем управления

(прототипов систем) с точки зрения качества регулирования. Разделим этот интересующий проектировщика вопрос на два подпункта качества процесса регулирования – точность и устойчивость.

1. Повышение точности систем управления.

Различают следующие методы повышения точности систем управления [16]:

- 1) увеличение коэффициента передачи прямой цепи регулирования;
- 2) повышение порядка астатизма;
- 3) применение регулирования по производным от ошибки;
- 4) применение инвариантных систем;
- 5) применение неединичной обратной связи.

Рассмотрим подробнее эти методы.

Увеличение коэффициента передачи прямой цепи регулирования. Увеличение коэффициента передачи прямой цепи регулирования является одним из наиболее простых и универсальных методов уменьшения установившейся ошибки в статических системах [16]. Практически увеличивают общий коэффициент передачи прямой цепи регулирования за счет введения усилителей. В некоторых случаях удастся увеличить коэффициент усиления за счет повышения коэффициентов передачи отдельных элементов, например, датчиков, усилителей - преобразователей, редукторов и т.п.

Несмотря на простоту реализации, этот метод редко применяется, так как увеличение общего коэффициента передачи прямой цепи регулирования всегда уменьшает запас устойчивости системы или, иными словами, приближает систему к границе устойчивости. На практике, максимально возможное значение коэффициента передачи всегда ограничивается требованием обеспечить необходимый запас устойчивости системы. В свою очередь запас устойчивости системы определяет качество процесса регулирования, и в этом проявляется противоречие между стремлением обеспечить высокую точность и в то же время требованиям по качеству.

Повышение порядка астатизма. Повышение порядка астатизма используется для устранения установившихся погрешностей в различных типовых режимах работы (см.(1.12)-(1.14)). Как известно из ТАУ, астатизм системы определяется количеством интегрирующих звеньев в прямой цепи регулирования (рис.1.12).

Исполнительные устройства систем управления

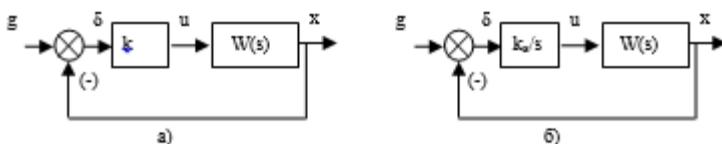


Рис. 1.12. Структурные схемы статических (а) и астатических (б) систем

Эквивалентная передаточная функция такой системы:

$$W_o(s) = \frac{k_u W(s)}{s},$$

что приводит к увеличению степени астатизма системы.

Повышение порядка астатизма за счет введения интегрирующих звеньев приводит к повышению точности системы в целом, поскольку интегрирующие элементы, как известно, осуществляют интегральное регулирование, т.е. реализуют пропорциональную зависимость между скоростью изменения управляющего воздействия и погрешностью. Тем не менее, этому методу присущи и отрицательные свойства: снижение быстродействия системы и приближение ее к границе устойчивости [16].

Рассмотрим влияние введения интегрирующих элементов на точность и устойчивость на примере системы дистанционного управления манипулятором, функциональная схема которого приведена на рис.1.13,а.

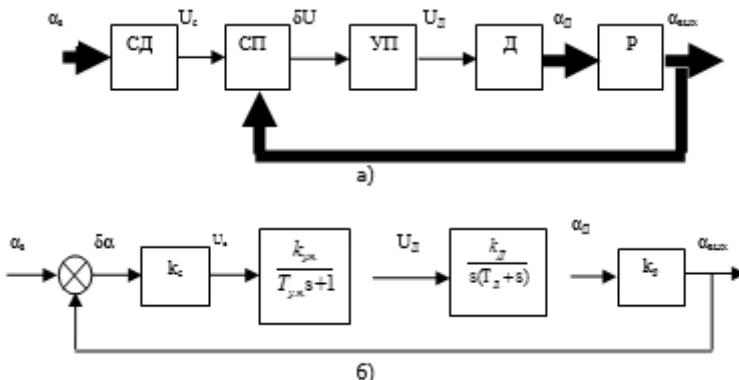


Рис. 1.13. Функциональная (а) и структурная схемы (б) системы управления манипулятора

Система управления состоит из сельсина-датчика (СД) и сельсина приемника (СП), которые работают в трансформаторном

Исполнительные устройства систем управления

режиме, усилителя преобразователя (УП), двигателя постоянного тока (Д) и редуктора (Р). На схеме (см. рис.1.13,а) электрические связи показаны тонкими стрелками, а механические – утолщенными стрелками.

Пусть структурная схема (при одинаковых коэффициентах передачи сельсинов) имеет вид, приведенный на рис.1.13,б, тогда передаточная функция прямого канала регулирования следующая:

$$W(s) = \frac{k_0}{s(T_{y.n.}s + 1)(T_D s + 1)},$$

где $k_0 = k_{счy.n.} k_{дкp}$ – общий коэффициент передачи системы.

Так как система является астатической 1-го порядка, то коэффициент k_0 называется добротностью системы по скорости, а первые три коэффициента погрешности, которые определяются по зависимостям (1.19), равны соответственно:

$$C_0 = 0; \quad C_1 = \frac{1}{k_0}; \quad C_2 = \frac{2(T_{y.n.} + T_D)}{k_0} - \frac{2}{k_0^2}.$$

(1.20)

Для повышения точности системы введем в прямой канал регулирования интегрирующий усилитель. Пусть параметры этого интегрирующего усилителя подобраны так, что его передаточная функция отвечает идеальному интегрирующему звену: $W(s) = 1/s$. Тогда передаточная функция прямого канала преобразованной системы будет иметь астатизм 2-го порядка:

$$W(s) = \frac{k_0}{s^2(T_{y.n.}s + 1)(T_D s + 1)},$$

где k_0 – добротность по ускорению, а передаточная функция по погрешности:

$$W(s) = \frac{s^2(T_{y.n.}s + 1)(T_D s + 1)}{s^2(T_{y.n.}s + 1)(T_D s + 1) + k_0}.$$

Первые три коэффициента ошибки для преобразованной системы:

$$C_0 = 0; \quad C_1 = 0; \quad C_2 = \frac{2}{k_0}.$$

Таким образом, в результате повышения порядка астатизма удалось ликвидировать скоростную составляющую погрешности.

Когда речь идет о повышении точности, всегда возник-

Исполнительные устройства систем управления

кает вопрос сохранения устойчивости, проверим, не потеряла ли система устойчивость в результате вышеприведенных манипуляций. Характеристическое уравнение преобразованной системы приобретает вид:

$$T_{y.n.}T_D s^4 + (T_D + T_{y.n.})s^3 + s^2 + k_0 = 0.$$

Отсутствие одного из членов характеристического уравнения свидетельствует о структурной неустойчивости системы, что означает невозможность достижения устойчивого состояния ни при каких значениях параметров элементов системы.

Наиболее распространенным способом повышения порядка астатизма является применение изодромных устройств, которые осуществляют регулирование по пропорциональному и интегральному законам (рис.1.14).

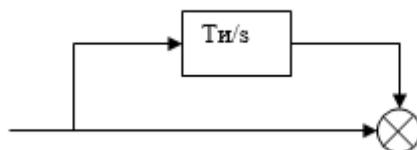


Рис.1.14. Структурная схема ПИ-регулятора

Изодромные устройства называются ПИ-регуляторами. Применение изодромных устройств позволяет повысить точность системы за счет повышения порядка ее астатизма без заметного ухудшения устойчивости.

Из структурной схемы ПИ-регулятора (см. рис. 1.14) видно, что его передаточная функция:

$$W_{ПИ}(s) = 1 + \frac{k_u}{s} = \frac{k_u(T_i s + 1)}{s}, \quad (1.21)$$

где $T_i = 1/k_i$ – постоянная времени изодромного устройства.

Для достижения максимального эффекта ПИ-регулятор встраивают в канал регулирования по возможности ближе к сравнивающему устройству, т.е. вверх по течению сигнала. Структурная схема системы управления манипулятором с изодромным регулятором будет иметь следующий вид:

Исполнительные устройства систем управления

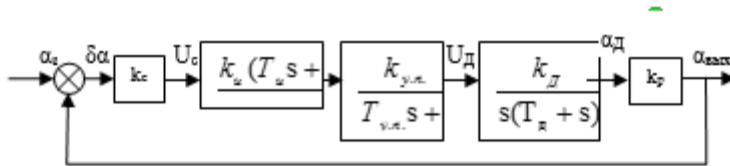


Рис.1.15. Структурная схема системы управления манипулятора с ПИ-регулятором

Передаточная функция преобразованной системы по погрешности

$$W(s) = \frac{s^2(T_{y.n.}s + 1)(T_D s + 1)}{s^2(T_{y.n.}s + 1)(T_D s + 1) + k_0 k_u (T_u s + 1)}$$

показывает, что первые два коэффициента погрешности равняются нулю, а третий

$$C_2 = \frac{2}{k_0 k_u}.$$

Повышение точности достигнуто за счет устранения скоростной погрешности. Характеристическое уравнение системы имеет следующий вид:

$$T_{y.n.} T_D s^4 + (T_D + T_{y.n.}) s^3 + s^2 + s + k_0 k_u = 0. \quad (1.22)$$

Таким образом, применение ПИ-регулятора позволяет достигнуть требуемой точности системы с возможностью сохранения устойчивости.

Регулирование по производным от погрешности. Регулирование по производным от погрешности в большинстве случаев имеет целью повышение запаса устойчивости системы, что создает резервы для повышения общего коэффициента передачи прямого канала регулирования и, таким образом, снижает погрешность. Регулирование по производным от погрешности реализуется введением в систему устройств (рис. 1.16), осуществляющих регулирование по пропорционально-дифференциальному закону, их также называют ПД-регуляторами.

Исполнительные устройства систем управления

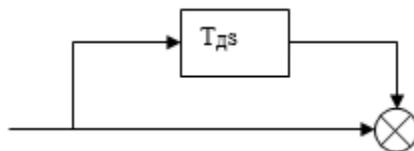


Рис. 1.16. Структурная схема ПД-регулятора

Из структурной схемы, представленной на рис.1.16, видно, что передаточная функция ПД-регулятора имеет вид:

$$W_D(s) = 1 + T_D s, \quad (1.23)$$

где T_D – постоянная времени регулятора.

Введение в систему ПД-регулятора может и непосредственно повышать точность регулирования за счет того, что в систему начинает поступать информация не только о текущей величине погрешности, но и скорости (тенденции) ее изменения. В результате система более быстро реагирует на изменение как возмущений, так и управляющих сигналов [16].

Проиллюстрируем вышесказанное при помощи формул. Передаточная функция по погрешности системы с ПД-регулятором имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{s (T_{y.n.} s + 1)(T_D s + 1)}{s (T_{y.n.} s + 1)(T_D s + 1) + k_0 (\tau_{n.d.} s + 1)},$$

где $\tau_{n.d.}$ – постоянная времени ПД-регулятора.

Таким образом, первые три коэффициента погрешности определяются по формулам:

$$C_0 = 0; \quad C_1 = \frac{1}{k_0}; \quad C_2 = \frac{2(T_{y.n.} + T_D)}{k_0} - \frac{2}{k_0^2} - \frac{2\tau_{n.d.}}{k_0}.$$

Сравнение с коэффициентами погрешности исходной системы (1.20) показывает, что коэффициент C_2 (и последующие) уменьшается при введении регулирования по производной от погрешности. Очевидно, что подбирая значение $\tau_{n.d.}$, можно добиться того, чтобы $C_2=0$.

Исполнительные устройства систем управления

Наиболее эффективным с точки зрения повышения точности является использование одновременно издромных и дифференцирующих регуляторов в прямом канале регулирования (рис.1.17).

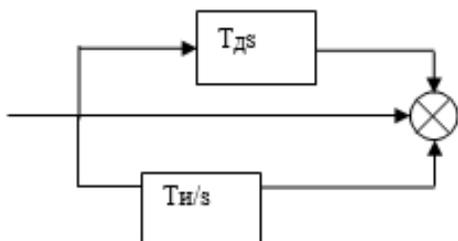


Рис. 1.17. Структурная схема ПИД-регулятора

Такие регуляторы осуществляют регулирование по пропорционально-интегро-дифференциальному закону (ПИД-регуляторы) [16].

Инвариантное и комбинированное управление. Система считается инвариантной относительно возмущающего или управляющего воздействия, если после окончания переходного процесса, который определяется начальными условиями, погрешность не зависит от этого возмущения или воздействия [16].

Основным методом достижения инвариантности является комбинированное управление, когда наряду с погрешностью или отклонением в канал управления вводится сама входная величина. Введение осуществляется через специальный элемент, передаточную функцию которого можно определить из условия, чтобы погрешность $\delta_1=0$ по структурной схеме преобразованной системы с исходной передаточной $W(s)$ (рис.1.18).

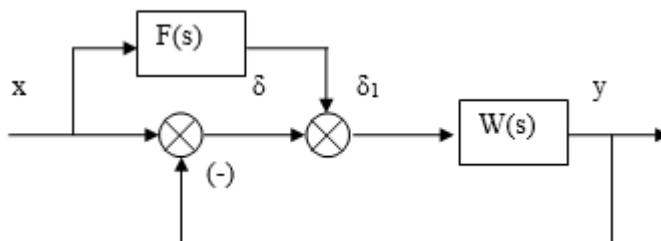


Рис.1.18. Схема комбинированного управления

Исполнительные устройства систем управления

При отсутствии регулирования по управляющему воздействию ($F(s)=0$) передаточная функция замкнутой системы будет иметь следующий вид:

$$G_1 = \frac{W(s)}{1 + W(s)}. \quad (1.24)$$

При введении регулирования по x из структурной схемы (см. рис.1.18) получим:

$$y(s) = G_1(s)x(s) + F(s)G_1(s)x(s).$$

С учетом (1.24) передаточная функция преобразованной системы следующая:

$$G_n(s) = \frac{W(s)[1 + F(s)]}{1 + W(s)}. \quad (1.25)$$

Сравнение с передаточной функцией исходной системы показывает, что введение комбинированного управления не изменяет характеристический полином системы, что в свою очередь позволяет говорить о сохранении устойчивости системы после преобразования (см. рис. 1.18).

Определим передаточную функцию $F(s)$, обеспечивающую инвариантность системы по управляющему воздействию. Из (1.25) имеем:

$$y(s) + y(s)W(s) = W(s)x(s) + F(s)W(s)x(s),$$

что с учетом $\delta(s) = x(s) - y(s)$ позволяет получить передаточную функцию преобразованной системы по погрешности:

$$G_{n\delta}(s) = \frac{1 - W(s)F(s)}{1 + W(s)}.$$

Приравняв полученное выражение к 0, получим условие полной инвариантности:

$$F(s) = \frac{1}{W(s)}. \quad (1.26)$$

Возможно применение комбинированных систем с регулированием по нескольким воздействиям, в том числе и по возмущению, с получением полной инвариантности по каждому из входов. К примеру, для достижения инвариантности по возмущению можно использовать следующую схему (рис. 1.19).

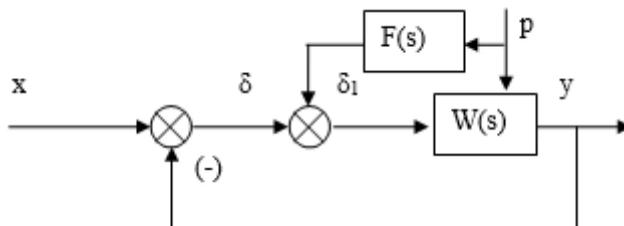


Рис. 1.19. Схема системы, инвариантной по возмущению

Передаточная функция по возмущению такой системы будет иметь вид:

$$G_p(s) = \frac{W_p(s) - W(s)F(s)}{1 + W(s)},$$

где $W_p(s)$ – передаточная функция исходной системы по возмущению.

Условие полной инвариантности по возмущающему воздействию определяется из следующего соотношения:

$$F(s) = \frac{W_p(s)}{W(s)}. \quad (1.27)$$

На практике, достижение полной инвариантности системы невозможно [16]. Иногда добиваются частичной инвариантности по управляющему воздействию. К примеру, в рассмотренной САУ манипулятора можно ввести в канал погрешности сигнал от тахогенератора.

Применение неединичной обратной связи. Применение неединичной обратной связи, как правило, имеет целью уменьшение погрешности, вызванной управляющим воздействием [16]. Представим систему с неединичной обратной связью (рис.1.20,а) в виде канонической системы управления (рис.1.20,б) с передаточной функцией, учитывающей наличие неединичной обратной связи.

Исполнительные устройства систем управления

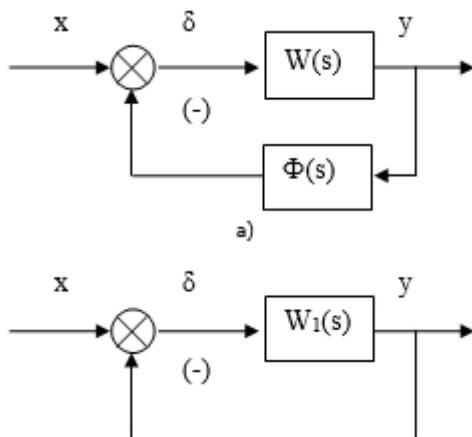


Рис. 1.20. Неединичная обратная связь:
а – исходная система; б- система канонического вида

Передаточную функцию $W_1(s)$ преобразованной системы можно определить исходя из следующего равенства:

$$\frac{W(s)}{1 + W(s)\Phi(s)} = \frac{W_1(s)}{1 + W_1(s)},$$

что позволяет получить

$$W_1(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)\Phi(s) - W(s)}. \quad (1.28)$$

Из анализа (1.28) совместно со структурной схемой (см. рис. 1.20) вытекает, что для того, чтобы погрешность в исходной системе равнялась 0, необходимо, чтобы передаточная функция $W_1(s)$ приближалась к бесконечности. Таким образом, для инвариантности системы необходимо выполнение следующего условия:

$$\Phi(s) = \frac{W(s) - 1}{W(s)}. \quad (1.29)$$

Практическая реализация этого условия невозможна, так как в этом случае система будет находиться на границе устойчивости. На практике удовлетворяются частичной инвариантностью.

Наиболее эффективно применение неединичных обратных связей в статических системах, где простым изменением коэффициента передачи обратной связи можно получить астатизм 1-го порядка [16].

1.6. Повышение устойчивости систем

Изменение динамических свойств системы с целью получения требуемого запаса устойчивости и быстродействия относится к важнейшим методам повышения качества систем управления. Как правило, ухудшение динамических свойств систем происходит в результате проведения мероприятий, направленных на повышение их точности [16].

Для повышения запаса устойчивости, прежде всего согласно алгоритму (см. рис.1.4), стремятся рациональным способом изменить параметры системы управления. При невозможности решения задачи в рамках существующей структуры модифицируют систему за счет внесения в нее корректирующих элементов. Набор корректирующих элементов содержится в банке данных САПР (см. рис.1.4).

По способу включения в схему системы корректирующие устройства (КУ) разделяются на следующие три типа:

- 1) последовательные;
- 2) параллельные;
- 3) корректирующие устройства в цепи местной обратной связи.

На рис.1.21: $W_c(s)$ – передаточная функция части системы, непосредственно связанной с корректирующим контуром; $W_{пз}(s)$ – передаточная функция последовательного корректирующего устройства; $W_{п}(s)$ – передаточная функция параллельного корректирующего устройства; $W_{oc}(s)$ – передаточная функция корректирующего устройства в цепи местной обратной связи; $W_1(s)$ – передаточная функция системы, не связанная непосредственно с корректирующим устройством.

Исполнительные устройства систем управления

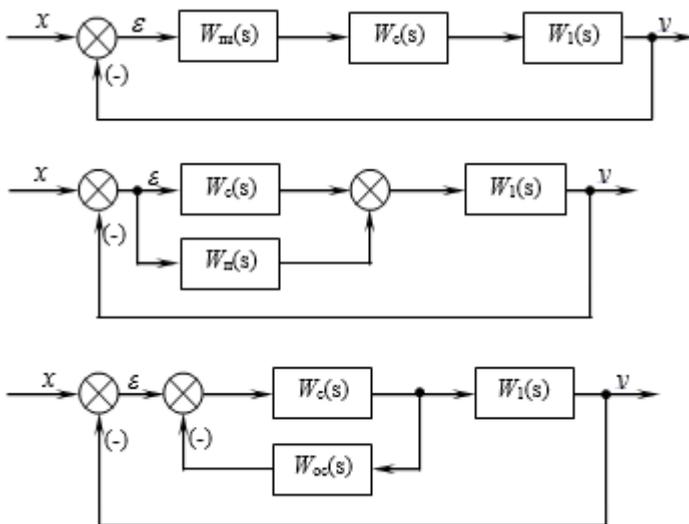


Рис. 1.21. Виды корректирующих звеньев

Из рис.1.21 получим эквивалентные передаточные функции:

$$W_{\text{н3}}(p) = W_{\text{н3}}(p) \cdot W_c(p);$$

$$W_{\text{н2}}(p) = W_n(p) + W_c(p);$$

$$W_{\text{н3}}(p) = \frac{W_c(p)}{1 + W_c(p) \cdot W_{oc}(p)}.$$

Все рассмотренные корректирующие устройства в принципе (теоретически) имеют равные возможности воздействия на динамические характеристики. Однако из простоты технической реализации и надежности для конкретной схемы предпочтение отдается одному из этих корректирующих устройств. Это вытекает из связи между соответствующими передаточными функциями:

$$W_c(s) \cdot W_{\text{н3}}(s) = W_c(s) + W_n(s) \rightarrow W_{\text{н3}}(s) = 1 + \frac{W_n(s)}{W_c(s)};$$

$$W_c(s) \cdot W_{\text{н3}}(s) = \frac{W_c(s)}{1 + W_c(s) \cdot W_{oc}(s)} \rightarrow W_{\text{н3}}(s) = \frac{1}{1 + W_c(s) \cdot W_{oc}(s)},$$

и т.д.

Последовательное корректирующее устройство наиболее удобно, когда сигнал управления представляет напряжение по-

Исполнительные устройства систем управления

стоянного тока. В этом случае используют пассивные электрические четырехполюсники, обеспечивающие разнообразное преобразование сигнала.

Корректирующее устройство в цепи местной обратной связи обычно охватывают исполнительное устройство или усилитель мощности. Если при этом:

$$W_{з3}(j\omega) = \frac{W_c(j\omega)}{1 + W_c(j\omega) \cdot W_{oc}(j\omega)}, \quad |W_c(s) \cdot W_{oc}(s)| \gg 1,$$

$$\text{то } W_{з3}(j\omega) = \frac{1}{W_{oc}(j\omega)}.$$

В этом случае участок прямой цепи, охваченной $W_{oc}(p)$, будет полностью определять динамические свойства корректирующего устройства. Это очень важно.

Рассматривают гибкие обратные связи и жесткие обратные связи. Гибкие обратные связи действуют только в переходном режиме

$$\left(W_{oc}(s) = k \cdot s, \frac{ks}{Ts + 1} \right).$$

Жесткая обратная связь действует и в переходном, и в установившемся режиме

$$\left(W_{oc}(s) = k, \frac{k}{Ts + 1} \right).$$

Параллельные корректирующие устройства используются при реализации сложных законов управления.

Рассмотрим **коррекцию динамических свойств звеньев** на примере апериодического звена.

Необходимо снять инерционность апериодического звена за счет уменьшения T .

$$W_{з3}(p) = \frac{\frac{k}{Ts + 1}}{1 + \frac{k \cdot k_{oc}}{Ts + 1}} = \frac{k}{Ts + 1 + k \cdot k_{oc}} = \frac{\frac{k}{1 + k \cdot k_{oc}}}{\frac{T}{1 + k \cdot k_{oc}}s + 1} = \frac{k_{з3}}{T_{з3} + 1}.$$

Исполнительные устройства систем управления

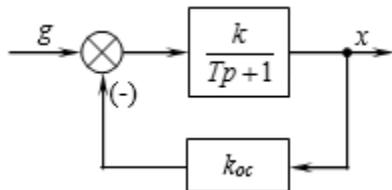


Рис.1.22. Коррекция инертности апериодического звена за счет неединичного звена обратной связи

За счет $k_{oc} \gg 1$ удастся уменьшить инерционность, но и коэффициент передачи также уменьшается.

Если связь будет положительная, то

$$W_o(p) = \frac{k}{1 - \frac{k \cdot k_{oc}}{Ts + 1}} = \frac{k}{Ts + 1 - k \cdot k_{oc}} = \frac{k}{1 - k \cdot k_{oc} \cdot \frac{T}{s + 1}}$$

Если $1 = k \cdot k_{oc}$, то от апериодического звена переходим к интегрирующему, т.е. повышаем астатизм системы и уменьшаем ошибку. Однако, если окажется $1 - k \cdot k_{oc} < 0$, то устройство будет неустойчивым.

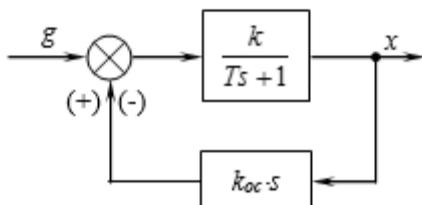


Рис.1.23. Коррекция инертности апериодического звена за счет дифференцирующего звена обратной связи

Исполнительные устройства систем управления

А теперь рассмотрим гибкую обратную связь.

$$W_o(p) = \frac{\frac{k}{Ts+1}}{1 + \frac{k \cdot k_{oc} s}{Ts+1}} = \frac{k}{Ts+1+k \cdot k_{oc} s} = \frac{k}{(T+k \cdot k_{oc})s+1}.$$

Если связь будет положительная, то

$$W_o(p) = \frac{k}{(T-k \cdot k_{oc})p+1}.$$

Основные этапы синтеза корректирующих устройств. Существует ряд способов синтеза корректирующих устройств методом логарифмических частотных характеристик, которые отличаются в основном в построении желаемой ЛАЧХ.

Синтез корректирующих устройств автоматического управления методом ЛАЧХ может быть разделен на ряд этапов.

1. С учетом требуемого коэффициента усиления разомкнутой системы, выбранного из условия обеспечения допустимой ошибки в установившемся режиме, строится логарифмическая амплитудно-частотная характеристика нескорректированной системы.

2. Строится желаемая ЛАЧХ, обеспечивающая требуемые показатели качества: перерегулирование σ_{\max} , время регулирования T_{\max} .

3. Определяется ЛАЧХ корректирующего устройства. Особенно просто это можно сделать для последовательного корректирующего устройства, логарифмическая амплитудно-частотная характеристика которого получается вычитанием ординат ЛАЧХ нескорректированной систем из ординат желаемой ЛАЧХ.

4. Передаточная функция корректирующего устройства находится по его логарифмической амплитудно-частотной характеристике. После этого определяется принципиальная схема корректирующего устройства и вычисляются ее параметры. Затем вновь строится ЛАЧХ корректирующего устройства с учетом выбранной схемы и значений ее параметров.

5. Строится ЛАЧХ скорректированной системы, и определяются показатели качества переходного процесса.

Построение желаемой ЛАЧХ является наиболее важным этапом рассматриваемой схемы синтеза корректирующего устройства.

Подробнее синтез корректирующих устройств с построени-

Исполнительные устройства систем управления

ем желаемой ЛАЧХ представлен во второй главе на примере коррекции свойств электропривода.

ГЛАВА 2.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СЛЕДЯЩИХ И ПОЗИЦИОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

В отличие от электроприводов со скоростным технологическим режимом работы, в которых внешний входной сигнал задает значение скорости, в следящих и позиционных электроприводах такой сигнал задает значение перемещения рабочего органа (РО). Позиционный электропривод (ПЭП) перемещает РО из некоторого начального положения в некоторую конечную позицию с требуемой точностью остановки в ней. При этом траектория перемещения РО заранее известна, а временной закон перемещения РО может быть произвольным или задаваться условиями работы установки. Режим отработки электроприводом заданного перемещения называется позиционированием. Примерами установок с ПЭП могут служить различные подъемно-транспортные установки, некоторые типы роботов и манипуляторов [20].

Следящий электропривод (СЭП) осуществляет перемещение РО по некоторой траектории с требуемой точностью в любой ее точке. Определяет траекторию и характер движения по ней некоторый задающий орган (ЗО), которым может быть реально движущийся объект - объект слежения. Таким образом, СЭП своим рабочим органом отслеживает движение ЗО. Задающим органом могут служить командный валик, поворачиваемый вручную, копировальный палец, скользящий по копиру станка, космический объект, отслеживаемый радиотелескопом и т. п.

Режим слежения, осуществляемый автоматически по сигналу рассогласования между ЗО и РО, называется автосопровождением [20]. Если траектория и скорость движения ЗО заранее известны, то задание на движение для СЭП формируется с помощью задающего устройства (ЗУ) в виде программы, которая формируется в данном случае математическим образом ЗО.

В общем случае, когда РО должен двигаться по пространственной траектории, для его перемещения требуются три индивидуальных электропривода, действующих по линейным (декартовым x , y , z) или угловым (полярным α , β , ρ) координатам РО. Если по технологическим условиям РО, перемещаясь в пространстве, должен дополнительно поворачиваться относительно своего центра тяжести, то нужны пять индивидуальных электроприво-

Исполнительные устройства систем управления

дов для перемещений и поворотов РО. К таким многокоординатным установкам относятся роботы и станки с числовым программным управлением. Индивидуальные СЭП или ПЭП установки с одним РО образуют совместно сложную взаимосвязанную электро-механическую систему. В этой системе движение СЭП, действующего по одной координате, может влиять на движение СЭП, действующего по другой координате, внося дополнительные возмущающие воздействия и изменяя тот или иной параметр.

Структурным признаком СЭП или ПЭП является наличие обратной отрицательной связи по положению [19]. Образованный с помощью обратной связи замкнутый контур регулирования положения состоит из двух частей (рис. 2.1): системы управления положением (СУ-П) и объекта управления, включающего систему управления скоростью двигателя СП, сам двигатель (М), кинематическую цепь (КЦ) и рабочий орган (РО). Выделенная скоростная подсистема представляет собой регулируемый электропривод с выходной координатой - скоростью РО ω и входной координатой - напряжением задания скорости u_{bc} , которое формируется с помощью СУ-П.

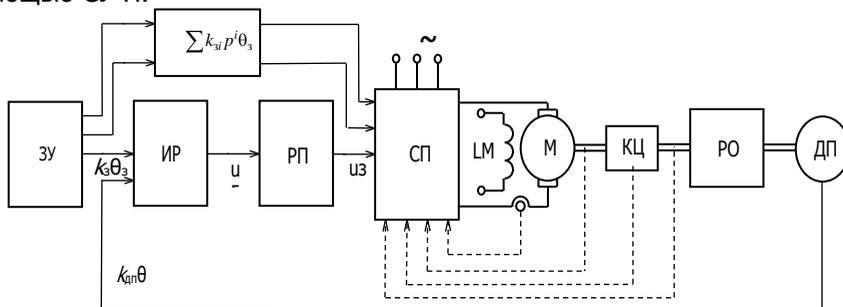


Рис.2.1. Функциональная схема СЭП и ПЭП с программным управлением

В систему управления положением входят: регулятор положения (РП), измеритель рассогласования (ИР) напряжением u_{δ} , датчик положения (ДП) рабочего органа, задающее устройство (ЗУ), формирующее программу перемещения РО для ПЭП и для тех СЭП. Задающее устройство может формировать управление основному сигналу $k_3 \theta_3$, пропорциональное задающему углу и его производным

$k_{31} \frac{d\theta_3}{dt}, k_{32} \frac{d^2\theta_3}{dt^2}, \dots$, которые подаются на входы подсистемы скорости ПС, создавая комбинационную систему управле-

Исполнительные устройства систем управления

ния положением. Для СЭП, отслеживающего произвольное движение физического объекта, являющегося задающим органом, взаимодействие ЗО и РО формирует в ИР сигнал рассогласования u_{δ} .

В зависимости от способа задания перемещения РО можно выделить три режима управления СЭП и ПЭП [20]:

1) программный, когда требуемый закон движения РО заранее известен и формируется с помощью ЗУ в виде сигналов $k_{\zeta}\theta_{\zeta}, k_{\zeta}p\theta_{\zeta}, k_{\zeta}p^2\theta_{\zeta}, \dots$;

2) ручной, когда задание на движение осуществляется поворотом вручную командного вала измерительного устройства;

3) автосопровождение, когда закон перемещения объекта слежения заранее неизвестен, и управление ведется по сигналу рассогласования между положением объекта слежения и РО.

Первый режим характерен как для ПЭП, так и для СЭП, а второй и третий - только для СЭП.

Для рассматриваемых следящих электроприводов можно составить достаточно общую и простую линеаризованную математическую модель [4] в виде следующей структурной схемы (рис. 2.2).

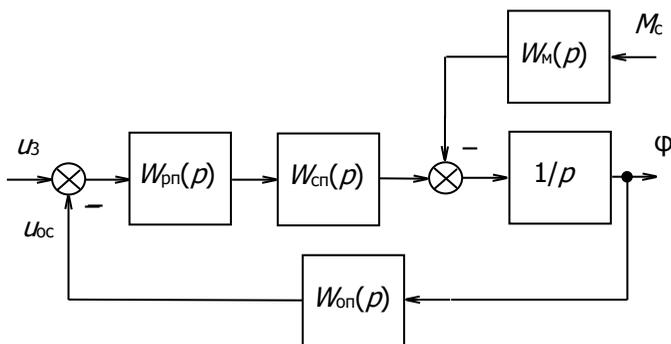


Рис.2.2. Простая линеаризованная модель следящего электропривода

На вход СЭП подается управляющий сигнал u_{δ} , который несет информацию о заданном перемещении РО. Этот сигнал сравнивается с сигналом обратной связи u_{oc} , информационно связанным с реальным перемещением РО, через динамическую цепь с передаточной функцией $W_{oc}(p)$. Сигнал рассогласования поступает на регулятор положения с передаточной функцией

Исполнительные устройства систем управления

$W_{\text{рп}}(p)$ и далее на скоростную подсистему $W_{\text{сн}}(p)$, которая работает в сторону уменьшения рассогласования.

Основным показателем качества работы СЭП является ошибка положения, т. е. разность между заданным и отработанным перемещениями в данный момент времени: $\delta = \theta_{\zeta} - \theta$, если рассматривать ошибку углового положения вала РО. На ошибку положения оказывают существенное влияние и другие воздействия на СЭП, в частности, момент нагрузки на валу двигателя M_c , действующий через динамическое звено $W_M(p)$.

Для дальнейшего анализа СЭП с целью выявления ошибки по положению необходимо перестроить его структурную схему, перенеся в прямую цепь передачи сигнала звено отрицательной обратной связи. В результате эквивалентных преобразований получим структурную схему, представленную на рис.2.3.

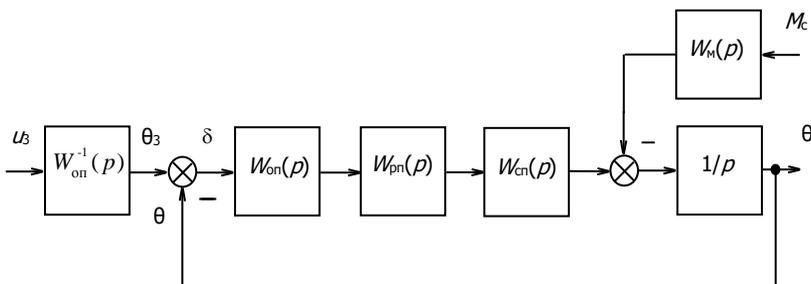


Рис.2.3. Преобразованная структурная схема следящего электропривода

Рассмотрим передаточные функции элементов в составе преобразованной структурной схемы. Регулятор положения $W_{\text{рп}}(p)$ обеспечивает необходимые запасы устойчивости и точностные показатели замкнутого контура положения. Для повышения порядка астатизма СЭП в РП вводятся интегральная составляющая, что позволяет компенсировать ошибки в установившихся режимах. Передаточные функции $W_{\text{рп}}(p)$ типовых РП, используемых в непрерывных СЭП, можно представить в виде

$$W_{\text{рп}}(p) = k_{\text{рп}} \frac{A_{\text{рп}}(p)}{(T_{\text{рп}} p)^{\nu-1}},$$

Исполнительные устройства систем управления

где $A_{рп}(p)$ - оператор, равный единице при $p=0$ и определяемый типом РП; v - требуемый порядок астатизма СЭП, вносимый с помощью РП. Для пропорционального закона регулирования РП при $v=1$, $A_{рп}(p)=1$; для пропорционально-интегрального закона регулирования РП при $v=2$, $A_{рп}(p)=T_{к1}p+1$; для РП с пропорционально-интегрально-дифференциальным законом регулирования при $v=2$, $A_{рп}(p)=(T_{к1}p+1)(T_{д1}p+1)$.

Скоростная подсистема с двигателем постоянного тока в общем случае имеет передаточную функцию вида

$$W_{сп}(p) = \frac{k_{сп} A_{сп}(p)}{D_{сп}(p)} = \frac{k_{сп} A_{сп}(p)}{d_0 p^n + d_1 p^{n-1} + \dots + d_{n-1} p + 1}, \quad (2.1)$$

где $k_{сп}$ - коэффициент передачи СП, рад/(В·с); $A_{сп}(p)$ - оператор, равный единице при $p=0$ и зависящий от способа динамической настройки СП по управляющему воздействию.

Момент нагрузки приводится к механической части СЭП через передаточную функцию

$$W_{м}(p) = \frac{k_{м} B_{м}(p)}{d_0 p^n + d_1 p^{n-1} + \dots + d_{n-1} p + 1}, \quad (2.2)$$

где $k_{сп}$ - коэффициент передачи СП по моменту нагрузки; $B_{м}(p)$ - оператор, равный единице при $p=0$ и зависящий от способа динамической настройки СП по возмущающему воздействию.

Считая РП и звено обратной связи по положению пропорциональными и обозначив $W_{рп}(p)W_{оп}(p) = k_{рп}k_{оп} = k_1$, запишем передаточную функцию замкнутого следящего электропривода относительно ошибки по положению:

$$\varepsilon(p) = \frac{pD(p)}{pD(p) + kA_{сп}(p)} \theta_3(p) + \frac{k_{м} B_{м}(p)}{pD(p) + kA_{сп}(p)} M_c(p), \quad (2.3)$$

где $k = k_1 k_{сп}$ - коэффициент преобразования разомкнутого СЭП.

Формула (2.3) позволяет определить ошибку по положению СЭП при произвольном задающем воздействии θ_3 и произвольном возмущении M_c . В частности, если СЭП должен обрабатывать сигнал, изменяющейся с постоянной скоростью, т. е. если $p\theta_3 = \Omega_3 = \text{const}$, то уравнение ошибки СЭП примет вид

Исполнительные устройства систем управления

$$\delta(p) = \frac{D(p)}{pD(p) + kA_{\text{сп}}(p)} \Omega_3(p) + \frac{k_M B_M(p)}{pD(p) + kA_{\text{сп}}(p)} M_c(p). \quad (2.4)$$

Первый член выражения (2.4) представляет собой скоростную ошибку СЭП, второй - моментную. В установившемся режиме слежения при $p \rightarrow 0$ и $D(p) = A_{\text{сп}}(p) = B_M(p) = 1$ ошибка слежения равна

$$\delta_y = \frac{1}{k} \Omega_3 + \frac{k_M}{k} M_c. \quad (2.5)$$

Отношение заданной скорости СЭП к установившейся ошибке называют добротностью электропривода по скорости. Из (2.5) следует, что $M_c \rightarrow 0$ добротность по скорости равна общему статическому коэффициенту передачи разомкнутого СЭП

$$D_\omega = \frac{\Omega_3}{\delta_y} = k. \quad (2.6)$$

Аналогично при $\Omega_3 \rightarrow 0$ добротность по моменту равна

$$D_M = \frac{M_c}{\delta_y} = \frac{k}{k_M}. \quad (2.7)$$

Как следует из выражения для ошибки слежения (2.5), для уменьшения установившейся ошибки необходимо увеличивать добротность СЭП. Однако большие значения добротности могут привести к потере устойчивости, критическое значение добротности зависит от коэффициентов характеристического полинома замкнутого СЭП. Передаточная функция замкнутого СЭП относительно выходной координаты имеет следующий вид

$$\theta(p) = \frac{kA_{\text{сп}}(p)}{pD(p) + kA_{\text{сп}}(p)} \theta_3(p) + \frac{k_M B_M(p)}{pD(p) + kA_{\text{сп}}(p)} M_c(p). \quad (2.8)$$

Для анализа и синтеза СЭП широко используются частотные методы, когда входные и выходные сигналы представляют собой гармонические функции [18]. При этом часто в задании на разработку СЭП указываются предельные значения скорости Ω_{max} и ускорение ε_{max} . Частота входного воздействия в этом случае определяется по формуле $\omega_3 = \varepsilon_{\text{max}} / \Omega_{\text{max}}$. Поскольку режим синусоидального воздействия принимается за основной, то ему должна соответствовать отработка заданного перемещения с погрешностью, не превышающей заданного амплитудного значения

Исполнительные устройства систем управления

δ_{\max} . По этой причине можно записать следующее выражение

$$\delta_{\max} = \frac{\theta_{\max}}{1 + |W(j\omega_3)|}, \quad (2.9)$$

где $\theta_{\max} = \frac{\Omega_{\max}^2}{\varepsilon_{\max}}$ - амплитуда задающего угла для СЭП; $|W(j\omega_3)|$

- модуль ЛАЧХ разомкнутого СЭП в точке, соответствующей заданной частоте входного сигнала.

Так как $\delta_{\max} \ll \theta_{\max}$, то также справедливо приближенное равенство

$$\delta_{\max} \approx \frac{\theta_{\max}}{|W(j\omega_3)|}. \quad (2.10)$$

Следовательно, при построении логарифмической амплитудной частотной характеристики можно выделить контрольную точку A (рис. 2.4), соответствующую частоте ω_3 , для которой

$$20 \lg |W(j\omega_3)| \approx 20 \lg \frac{\theta_{\max}}{\delta_{\max}}.$$

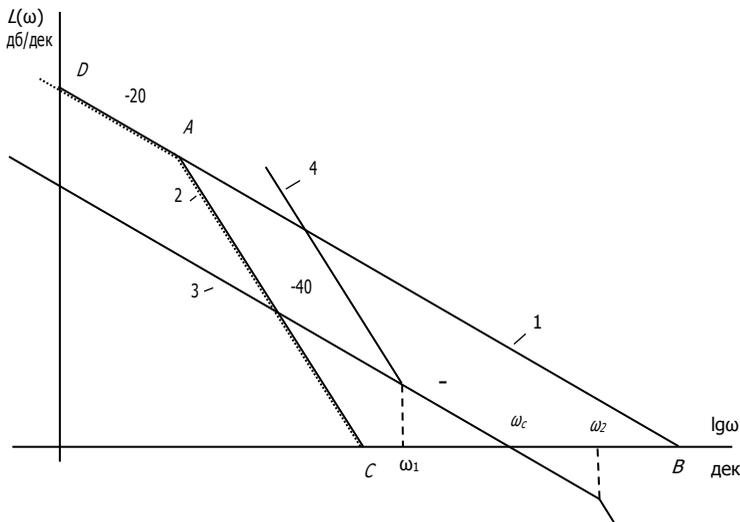


Рис.2.4. Построение желаемой ЛАЧХ по заданным показателям качества

На базе этой точки можно построить запретную зону, внутрь которой не должны заходить режимы работы СЭП. Одна из

Исполнительные устройства систем управления

границ соответствует условиям работы с установленной заданию скорости Ω_{\max} и ускорением, изменяющимся от ε_{\max} до нуля. Этому режиму соответствует работа на характеристике с наклоном - 20 дБ/дек, проходящей через точку B на оси абсцисс, соответствующей частоте, равной добротности по скорости $D_{\omega} = \Omega_{\max} / \delta_c$. Здесь δ_c - скоростная ошибка СЭП.

Вправо от точки A ограничительная линия должна пойти с наклоном - 40 дБ/дек. Этой линии соответствуют режимы с неизменным ускорением ε_{\max} и постепенно уменьшающейся скоростью. Она должна пересечь ось абсцисс в точке C , соответствующей частоте $\sqrt{D_y}$, где $D_y = \varepsilon_{\max} / \delta_y$. В этом выражении δ_y представляет погрешность при отработке входного воздействия с постоянным ускорением ε_{\max} .

Среднечастотная часть характеристики может быть построена исходя из заданного показателя колебательности M . Приняв в зоне частоты среза наклон характеристики -20 дБ/дек, протяженность участков влево и вправо от частоты среза ω_c может быть определена по известным формулам [18]:

$$\omega_1 = \omega_c \frac{M-1}{M}, \quad \omega_2 = \omega_c \frac{M+1}{M}, \text{ где } \omega_1 \text{ и } \omega_2 - \text{ частоты начала}$$

и конца среднечастотного участка характеристики.

2.1. Синтез следящих электроприводов методом подчиненного регулирования

Метод подчиненного регулирования [20] широко используется при синтезе систем регулирования скорости с различными типами электродвигателей как постоянного, так и переменного тока. Система подчиненного регулирования состоит из ряда замкнутых контуров, причем каждый последующий получает управляющее воздействие от предыдущего. Система делится на контуры так, чтобы в каждом контуре содержалась одна большая постоянная времени. Регуляторы в контурах обычно используются пропорционально-интегральные и пропорциональные.

Синтез систем автоматического управления достаточно

Исполнительные устройства систем управления

сильно формализован и может быть представлен в виде определенного алгоритма. Так как проблема синтеза систем регулирования скорости двигателей постоянного тока рассмотрена [20], то будем использовать полученные результаты для синтеза СЭП. Выполним синтез СЭП с системой регулирования скорости, настроенной на модульный оптимум. Структурная схема рассматриваемого СЭП показана на рис.2.5.

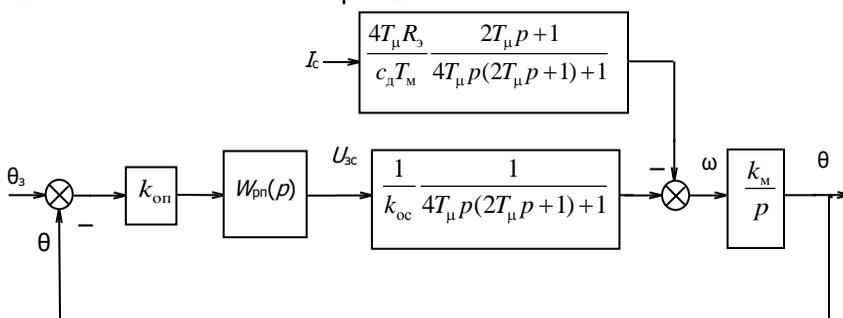


Рис.2.5. Структурная схема СЭП с контуром скорости, настроенным на модульный оптимум

Как известно [4], для нахождения передаточной функции регулятора положения необходимо упростить передаточную функцию внутреннего замкнутого контура скорости, пренебрегая величинами второго порядка малости. При этом передаточная функция внутреннего замкнутого контура скорости примет следующий вид

$$W_{зс}(p) \approx \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{4T_{\mu}p + 1}.$$

Запишем передаточную функцию разомкнутого контура положения

$$W_{разп}(p) = k_{оп} W_{рп}(p) \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{4T_{\mu}p + 1} \frac{k_M}{p}, \quad (2.11)$$

приравняем к желаемой передаточной функции оптимизированного на МО контура, в результате получим уравнение:

$$k_{оп} W_{рп}(p) \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{4T_{\mu}p + 1} \frac{k_M}{p} = \frac{1}{2T'_{\mu}p(T'_{\mu}p + 1)}, \text{ где } T'_{\mu} - \text{некомпенсированная постоянная времени контура положения.}$$

Исполнительные устройства систем управления

Принимая $T'_\mu = 4T_\mu$, находим передаточную функцию регулятора положения

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{k_{\text{ос}}}{8T_\mu k_m k_{\text{оп}}} = k_{\text{рп}}.$$

(2.12)

Таким образом, видно, что для настройки контура положения на МО следует применить П-регулятор положения. Передаточная функция замкнутого контура положения по управляющему воздействию имеет следующий вид

$$W_{\text{зп}}(p) = \frac{1}{8T_\mu p(4T_\mu p + 1) + 1}.$$

Контур положения обеспечивает оптимальный переходной процесс, обладающий приблизительно 5% перерегулированием и временем регулирования, равным $4,7T'_\mu = 4,7 \cdot 4T_\mu$.

Оценим установившийся режим работы спроектированного СЭП. Коэффициент усиления (добротность по скорости) разомкнутого контура положения равен $D_\omega = 1/8T_\mu$, что при $T_\mu = 0,01$ дает значение добротности, равное 12,5. На практике требуется добротность по скорости СЭП на порядок больше, поэтому рассмотренная структура СЭП имеет ограниченные возможности. Сказанное можно проиллюстрировать приведенными на рис.2.4 ЛАЧХ. ЛАЧХ, изображенная линией 1, показывает минимально необходимое значение добротности, определяемое координатой точки В. ЛАЧХ синтезированного СЭП представлена линией 3, для которой частота среза равна $\omega_c = 1/8T_\mu$, и она расположена ниже линии 1. Кроме того, на ошибку по положению СЭП оказывает влияние конечная жесткость механических характеристик, присущая скоростной подсистеме, настроенной на МО. Для подтверждения сказанного приведем передаточную функцию замкнутого контура положения относительно статического тока якоря

$$W_{\text{зп.с}}(p) = \frac{32T_\mu^2(2T_\mu p + 1)}{8T_\mu p(4T_\mu p + 1) + 1} \frac{k_m R_3}{c_d T_m}. \quad (2.13)$$

Учитывая, что статический момент равен $M_c = c_d I_c$, введем жесткость механической характеристики разомкнутой системы $\beta = c_d^2 / R_3$ и запишем передаточную функцию замкнутого контура

Исполнительные устройства систем управления

положения относительно статического момента

$$W_{\text{зп.с}}(p) = \frac{8T_{\mu}(2T_{\mu}p + 1)}{8T_{\mu}p(4T_{\mu}p + 1) + 1} \frac{4T_{\mu}k_{\text{м}}M_{\text{с}}}{\beta T_{\text{м}}}. \quad (2.14)$$

В определенной степени можно устранить указанные недостатки СЭП, если осуществить настройку контура положения на симметричный оптимум, что соответствует ломаной линии 3-4 (см. рис.2.4). Для нахождения передаточной функции регулятора положения приравняем передаточную функцию разомкнутого контура положения к передаточной функции оптимизированного на симметричный оптимум разомкнутого контура

$$k_{\text{оп}}W_{\text{рп}}(p) \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{1}{4T_{\mu}p + 1} \frac{k_{\text{м}}}{p} = \frac{4T'_{\mu}p + 1}{4T'_{\mu}p} \frac{1}{2T'_{\mu}p(T'_{\mu}p + 1)}, \quad \text{где } T'_{\mu} -$$

некомпенсируемая постоянная времени контура положения.

Принимая $T'_{\mu} = 4T_{\mu}$, находим передаточную функцию регулятора положения

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{16T_{\mu}p + 1}{\frac{128T_{\mu}^2k_{\text{м}}k_{\text{оп}}}{k_{\text{ос}}}p}. \quad (2.15)$$

Передаточная функция замкнутого контура положения при настройке на симметричный оптимум по управлению равна

$$W_{\text{зп.у}}(p) = \frac{16T_{\mu}p + 1}{512T_{\mu}^3p^3 + 128T_{\mu}^2p^2 + 16T_{\mu}p + 1}, \quad (2.16)$$

соответственно передаточная функция замкнутого контура положения по статическому моменту примет следующий вид

$$W_{\text{зп.в}}(p) = \frac{128T_{\mu}^2p(2T_{\mu}p + 1)}{512T_{\mu}^3p^3 + 128T_{\mu}^2p + 16T_{\mu}p + 1} \frac{4T_{\mu}k_{\text{м}}M_{\text{с}}}{\beta T_{\text{м}}}, \quad (2.17)$$

что свидетельствует о наличии при такой настройке астатизма первого порядка по возмущению.

Рассмотрим передаточные функции и возможности СЭП при настройке скоростной подсистемы на СО. Составим структурную схему СЭП для этого случая (рис.2.6). Для настройки контура регулирования положения на СО необходимо, как известно [4], упростить передаточную функцию внутреннего замкнутого контура скорости до передаточной функции аperiodического звена. Кроме того, необходимо компенсировать передаточную функцию

Исполнительные устройства систем управления

форсирующего звена $8T_{\mu}p + 1$ за счет включения в прямую цепь апериодического фильтра.

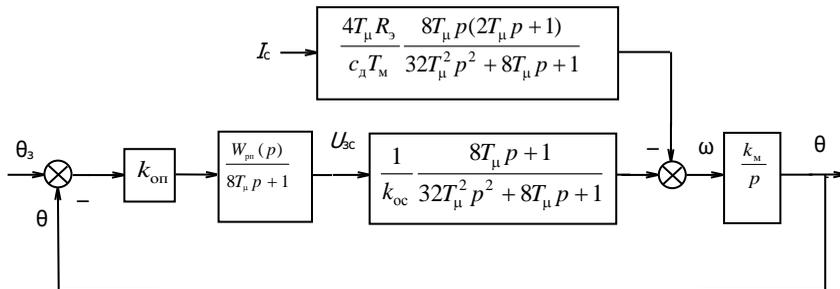


Рис. 2.6. Структурная схема СЭП с контуром скорости, настроенным на симметричный оптимум

После указанных упрощений передаточная функция внутреннего замкнутого контура скорости по управляющему воздействию примет вид

$$W_{з.в}(p) \approx \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{8T_{\mu}p + 1},$$

соответственно передаточная функция по возмущающему воздействию -

$$W_{з.в}(p) = \frac{R_3}{c_d T_M} \frac{32T_{\mu}^2 p(2T_{\mu}p + 1)}{8T_{\mu}p + 1}. \quad (2.18)$$

Настроим контур положения на МО, для этого приравняем передаточную функцию разомкнутого контура положения к передаточной функции оптимизированного на модульный оптимум разомкнутого контура

$$k_{оп} W_{рп}(p) \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{8T_{\mu}p + 1} \frac{k_M}{p} = \frac{1}{2T_{\mu}'p(T_{\mu}'p + 1)}, \text{ где } T_{\mu}' - \text{некомпенсированная постоянная времени контура положения.}$$

пенсированная постоянная времени контура положения.

Исполнительные устройства систем управления

Принимая $T'_\mu = 8T_\mu$, находим передаточную функцию регулятора положения

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{k_{\text{ос}}}{16T_\mu k_M k_{\text{оп}}}. \quad (2.19)$$

Передаточная функция замкнутого контура положения при настройке на модульный оптимум по управлению равна

$$W_{\text{зп.у}}(p) = \frac{1}{128T_\mu^2 p^2 + 16T_\mu p + 1}, \quad (2.20)$$

Соответственно передаточная функция замкнутого контура положения по возмущающему воздействию - моменту статическому примет следующий вид

$$W_{\text{зп.в}}(p) = \frac{128T_\mu^2 p(2T_\mu p + 1)}{128T_\mu^2 p^2 + 16T_\mu p + 1} \frac{4T_\mu k_M M_c}{\beta T_M}, \quad (2.21)$$

что свидетельствует о наличии при такой настройке астатизма первого порядка по возмущению.

При настройке контура положения на симметричный оптимум получим

$$k_{\text{оп}} W_{\text{рп}}(p) \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{1}{8T_\mu p + 1} \frac{k_M}{p} = \frac{4T'_\mu p + 1}{4T'_\mu p} \frac{1}{2T'_\mu p(T'_\mu p + 1)},$$

где T'_μ - некомпенсируемая постоянная времени контура положения.

Принимая $T'_\mu = 8T_\mu$, находим передаточную функцию регулятора положения

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{32T_\mu p + 1}{\frac{512T_\mu^2 k_M k_{\text{оп}}}{k_{\text{ос}}} p}. \quad (2.22)$$

Передаточная функция замкнутого контура положения при настройке на симметричный оптимум по управлению равна

$$W_{\text{зп.у}}(p) = \frac{32T_\mu p + 1}{4096T_\mu^3 p^3 + 512T_\mu^2 p^2 + 32T_\mu p + 1}, \quad (2.23)$$

соответственно передаточная функция замкнутого контура

Исполнительные устройства систем управления

положения по возмущающему воздействию примет следующий вид

$$W_{зп.в}(p) = \frac{4096T_{\mu}^3 p^2 (2T_{\mu} p + 1)}{4096T_{\mu}^3 p^3 + 512T_{\mu}^2 p^2 + 32T_{\mu} p + 1} \frac{4T_{\mu} k_M M_c}{\beta T_M}, \quad (2.24)$$

что свидетельствует о наличии при такой настройке СЭП астатизма второго порядка по возмущению.

Следует иметь в виду, что рассмотренный синтез СЭП методом подчиненного регулирования координат был выполнен с внесением погрешности, обусловленной недоучетом членов характеристических уравнений контура скорости, содержащих кубы и квадраты малых постоянных времени. Дополнительные исследования показывают, что влияние этих членов может быть существенным [20]. Следовательно, используя стандартные методы синтеза замкнутого контура регулирования положения далеко не всегда удастся удовлетворить заданные требования, обеспечивающие требуемую точность СЭП по положению как в установившемся, так и в динамическом режиме.

2.2. Методы повышения СЭП с помощью комбинированного управления

Повышения точности СЭП можно добиться за счет использования принципов комбинированного управления [4]. Для реализации такого принципа управления необходимо иметь возможность измерения управляющих и возмущающих воздействий, а также их производных. Компенсация скоростной ошибки СЭП обеспечивается измерением задающего воздействия θ_3 и его производных $p\theta_3, p^2\theta_3, \dots$, что практически осуществимо только для программного управления СЭП. Составим структурную схему СЭП с комбинированным управлением (рис. 2.7).

Исполнительные устройства систем управления

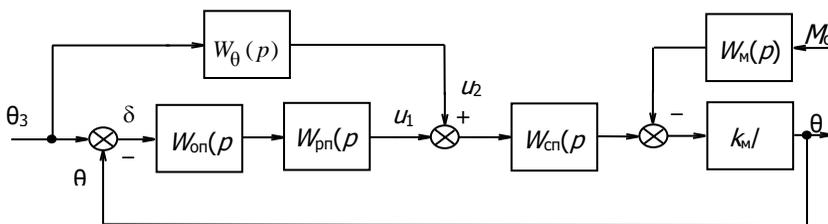


Рис.2.7. Структурная схема СЭП с комбинированным управлением по управляющему воздействию

На рис.2.7 дополнительно (по сравнению с рис. 2.5) введено звено с передаточной функцией $W_{\theta}(p)$, с помощью которого реализуется дополнительное воздействие по производной θ_3 . Как следует из структурной схемы СЭП, на вход скоростной подсистемы СП подаются два управляющих сигнала: напряжение u_1 , пропорциональное рассогласованию δ СЭП с выхода регулятора положения, и напряжение u_2 , назначение которого связано с компенсацией инерционности СП. Предположим, что регулятор положения пропорциональный $W_{рп}(p) = k_{рп}$ и момент сопротивления $M_c = 0$, тогда можно записать для разомкнутой системы

$$\theta(p) = \frac{k_m}{p} W_{сп}(p) [u_1(p) + u_2(p)];$$

$$u_1(p) = k_{оп} k_{рп} \delta(p); \quad u_2(p) = W_{\theta}(p) \theta_3(p).$$

В этом случае передаточная функция замкнутого СЭП относительно ошибки регулирования примет вид

$$\delta(p) = \frac{p - k_m W_{сп}(p) W_{\theta}(p)}{p + k_{оп} k_{рп} k_m W_{сп}(p)} \theta_3(p). \quad (2.25)$$

Из передаточной функции вытекает условие для полной инвариантности СЭП относительно управляющего воздействия

$$W_{\theta}(p) = \frac{p}{k_m W_{сп}(p)}. \quad (2.26)$$

Полученное условие выполняется в полной мере, если СП имеет высокое быстродействие и может быть представлена передаточной функцией пропорционального звена $W_{сп}(p) = k_{сп}$. Тогда передаточная функция звена комбинированного управления рав-

Исполнительные устройства систем управления

на $W_0(p) = \frac{P}{k_M k_{СП}}$ и на вход регулятора скорости подается дополнительное напряжение, пропорциональное производной задающего сигнала $u_2(p) = \frac{p\theta_3(p)}{k_{СП} k_M}$ и называемое «скоростной сигнал».

В этом случае достигается полная инвариантность СЭП по управляющему воздействию, и СЭП приобретает астатизм бесконечно высокого порядка.

Реальный контур скорости всегда обладает определенной инерционностью, следовательно, полная инвариантность СЭП практически недостижима. Рассмотрим случай, когда СП представляет собой двухконтурную систему регулирования скорости, настроенную на МО, с подчиненным контуром тока. Передаточная функция замкнутой системы регулирования скорости по управлению имеет следующий вид

$$W_{СП}(p) = \frac{k_{СП}}{8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1}, \text{ где } k_{СП} = \frac{1}{k_{ос}}.$$

Для обеспечения полной инвариантности необходимо использовать сигналы первой, второй и третьей производной управляющего сигнала СЭП. На практике получение сигналов, пропорциональных второго и выше порядков производных, встречает большие трудности из-за наличия в реальных сигналах помех. При использовании только одной производной первого порядка звеном комбинированного управления с передаточной

функцией $W_0(p) = \frac{P}{k_{СП} k_M}$ передаточная функция замкнутого СЭП

примет вид

$$\delta(p) = \frac{(8T_{\mu}^2 p + 4T_{\mu}) p^2}{8T_{\mu}^2 p^3 + 4T_{\mu} p^2 + p + k_{оп} k_{рп} k_{СП} k_M} \theta_3(p). \quad (2.27)$$

Исполнительные устройства систем управления

Передаточная функция замкнутого СЭП показывает, что введение скоростного сигнала обеспечивает в следящем приводе астатизм второго порядка относительно задания на перемещение. При отработке задания, изменяющегося с постоянной скоростью, в установившемся режиме скоростная ошибка отсутствует. Важно отметить, что характеристическое уравнение и, следовательно, устойчивость СЭП при этом не зависят от скоростного сигнала.

Представляет практический интерес введение компенсирующего сигнала в СЭП как по скорости, так и по ускорению задающего сигнала. Рассмотрим СЭП, содержащий скоростную подсистему, настроенную на СО, а передаточную функцию звена комбинированного управления примем равной

$$W_{\theta}(p) = \frac{p + 8T_{\mu} p^2}{k_{\text{сп}} k_{\text{м}}}.$$

В этом случае передаточная функция замкнутого электропривода, настроенного на МО, относительно ошибки регулирования примет вид

$$\delta(p) = \frac{512T_{\mu}^3 p^3 \theta_3(p) + k_{\text{м}} k_{\text{мс}} 512p(2T_{\mu} p + 1)M_c(p)}{512T_{\mu}^3 p^3 + 128T_{\mu}^2 p^2 + 16T_{\mu} p + k_{\text{оп}} k_{\text{рп}} k_{\text{сп}} k_{\text{м}}}, \quad (2.28)$$

$$\text{где } k_{\text{мс}} = \frac{R_3}{c_{\text{д}}^2 T_{\text{м}}}.$$

Как следует из записанной передаточной функции, СЭП приобретает астатизм второго порядка по управляющему воздействию и астатизм первого порядка по возмущению.

Для уменьшения моментной ошибки СЭП можно использовать компенсирующую связь по моменту сопротивления на валу двигателя, если возможно его измерение. Составим структурную схему СЭП с компенсирующей обратной связью по моменту на валу двигателя (рис. 2.8).

На вход регулятора положения СЭП, кроме сигнала рассогласования δ , подается дополнительный сигнал, связанный с моментом сопротивления, через звено с передаточной функцией $W_{\text{км}}(p)$.

Исполнительные устройства систем управления

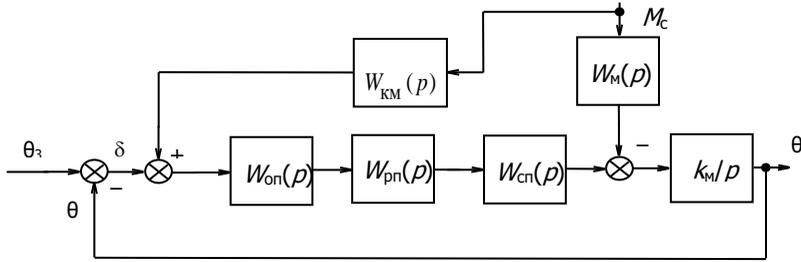


Рис. 2.8. Структурная схема СЭП с комбинированным управлением по возмущающему воздействию

СЭП в этом случае имеет передаточную функцию в разомкнутом состоянии и уравнение замыкания обратной связи следующего вида:

$$\theta(p) = \frac{k_M}{p} W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p) [\delta(p) + W_{\text{км}}(p)M_c] - \frac{k_M}{p} W_{\text{км}}(p)M_c;$$

$$\theta(p) = \theta_3(p) - \delta(p).$$

Решая эту систему относительно ошибки регулирования СЭП, получаем

$$\delta(p) = \frac{p}{p + k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)} \theta_3(p) + \frac{W_M(p) - k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)W_{\text{км}}(p)}{p + k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)} M_c(p).$$

Рассмотрим второе слагаемое полученной передаточной функции замкнутого СЭП относительно ошибки регулирования, представляющее собой моментную ошибку

$$\delta(p) = \frac{W_M(p) - k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)W_{\text{км}}(p)}{p + k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)} M_c(p). \quad (2.29)$$

Для достижения полной инвариантности относительно статического момента нагрузки необходимо выполнение условия

$$W_M(p) - k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)W_{\text{км}}(p) = 0.$$

Следовательно, передаточная функция корректирующего звена будет равна

$$W_{\text{км}}(p) = \frac{W_M(p)}{k_M W_{\text{оп}}(p)W_{\text{рп}}(p)W_{\text{сп}}(p)}. \quad (2.30)$$

С учетом того, что передаточные функции скоростной подсистемы при настройке на МО выражены формулами:

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{\text{сп}}(p) = \frac{k_{\text{сп}}}{4T_{\mu} p(2T_{\mu} p + 1) + 1} = \frac{k_{\text{сп}}}{D_{\text{сп}}(p)};$$

$$W_{\text{м}}(p) = \frac{k_{\text{мс}}(2T_{\mu} p + 1)}{D_{\text{сп}}(p)}, \text{ где } k_{\text{мс}} = \frac{4T_{\mu}}{\beta T_{\text{м}}},$$

а регулятор положения и датчик положения примем пропорциональными, передаточная функция корректирующего звена будет равна

$$W_{\text{км}}(p) = \frac{W_{\text{м}}(p)}{k_{\text{м}} W_{\text{оп}}(p) W_{\text{рп}}(p) W_{\text{сп}}(p)} = \frac{k_{\text{мс}}(2T_{\mu} p + 1)}{k_{\text{м}} k_{\text{оп}} k_{\text{рп}} k_{\text{сп}}}. \quad (2.31)$$

Таблица 1
Результаты синтеза СЭП методом подчиненного регулирования

Тип РС	Добротность и ошибка СЭП	Выражение при типе регулятора положения РП		
		П-регулятор	П-регулятор <u>с комбинир. управл.</u>	ПИ-регулятор
П	D	$D_1 = \frac{1}{8T_{\mu}}$	$D_{m+1} = \frac{D_1}{d_{\text{сп}2}} = \frac{1}{32T_{\mu}^2}$	$D_2 = \frac{1}{128T_{\mu}^2}$
	δ_z	$\delta_c = \omega_s 8T_{\mu}$	$\frac{p^{m+1}\theta_z}{D_{m+1}} = \frac{\varepsilon_z}{D_2}$	$\delta_{\text{устк}} = 128T_{\mu}^2 \varepsilon_z$
	$\delta_{\text{м}}$	$\delta_{\text{м}} = \frac{k_{\text{с}} M_{\text{с}}}{\beta T_{\text{м}}} 32T_{\mu}^2$	$\frac{M_{\text{с}}}{D_1 \beta T_{\text{м}} / 4T_{\mu}}$	$\delta_{\text{м}} = \frac{k_{\text{м}} p M_{\text{с}}}{\beta T_{\text{м}}} 512T_{\mu}^2$
ПИ	D	$D_1 = \frac{1}{16T_{\mu}}$	$D_{m+2} = \frac{D_1}{d_{\text{сп}3}} = \frac{1}{(8T_{\mu})^2}$	$D_2 = \frac{1}{512T_{\mu}^2}$
	δ_z	$\delta_c = \omega_s 16T_{\mu}$	$\frac{p^3 \theta_z}{D_{m+2}} = \frac{p \varepsilon_z}{D_2}$	$\delta_{\text{устк}} = 512T_{\mu}^2 \varepsilon_z$
	$\delta_{\text{м}}$	$\delta_{\text{м}} = \frac{k_{\text{м}} p M_{\text{с}}}{\beta T_{\text{м}}} 512T_{\mu}^3$	$\frac{M_{\text{с}}}{D_1 \beta T_{\text{м}} / 4T_{\mu}}$	$\frac{k_{\text{р}}^2 M_{\text{с}}}{\beta T_{\text{м}}} 16384T_{\mu}^3$

Таким образом, для достижения инвариантности относительно момента сопротивления на валу двигателя компенсирующая цепь должна вводить в СЭП сигнал, пропорциональный моменту и его производной. Проблема реализации компенсирующей цепи осложняется необходимостью измерения момента за счет использования специального датчика, отличающегося повышенной сложностью. В связи с этим при необходимости используют методы косвенного измерения момента сил сопротивления.

Исполнительные устройства систем управления

Сведем результаты синтеза СЭП методом подчиненного регулирования в табл.1.

Примеры расчетов следящих электроприводов с подчиненным регулированием координат выполним на основе САР скорости ДПТ, настроенной на МО или СО в контуре скорости. САР скорости спроектирована для двигателя типа К7716 со следующими исходными данными: $M_{ном}=20,7$ Н·м, $U_{ном}=67$ В, $I_{ном}=33$ А, $n_{ном}=1000$ об/мин, кратность пускового тока $\lambda=3$, $n_{max}=2000$ об/мин, $U_{max}=134$ В, суммарное сопротивление якоря $R_{я}=0,128$ Ом, индуктивность цепи якоря $L_{я}=0,5$ мГн, приведенный момент инерции $J=0,0447$ кг·м². В результате расчетов были получены следующие параметры: некомпенсируемая постоянная времени в контуре тока $T_{\mu}=0,0047$ с; коэффициент передачи обратной связи по скорости $k_c=0,0955$ В·с.

Для расчета параметров СЭП примем коэффициент передачи механической части привода $k_m=0,05$, коэффициент передачи датчика обратной связи по положению $k_{оп}=10$ В/рад.

Определим параметры регулятора положения для случая, когда контур скорости настроен на МО. Если контур положения настраивается на МО, то передаточная функция регулятора положения будет равна (2.12):

$$W_{pp}(p) = \frac{k_{oc}}{8T_{\mu}k_mk_{оп}} = \frac{0,0955}{8 \cdot 0,0047 \cdot 0,05 \cdot 10} = 5,08.$$

Если контур положения настраивается на СО, то передаточная функция регулятора положения будет равна (2.15):

$$W_{pp}(p) = \frac{16T_{\mu}p+1}{\frac{128T_{\mu}^2k_mk_{оп}}{k_{oc}}p} = \frac{16 \cdot 0,0047p+1}{\frac{128 \cdot 0,0047^2 \cdot 0,05 \cdot 10}{0,0955}p} = \frac{0,0752p+1}{0,0148p}.$$

Определим параметры регулятора положения для случая, когда контур скорости настроен на СО. Если контур положения настраивается на МО, то передаточная функция регулятора положения будет равна (2.19):

$$W_{pp}(p) = \frac{k_{oc}}{16T_{\mu}k_mk_{оп}} = \frac{0,0955}{16 \cdot 0,0047 \cdot 0,05 \cdot 10} = 2,54.$$

Если контур положения настраивается на СО, то передаточ-

Исполнительные устройства систем управления

ная функция регулятора положения будет равна (2.22):

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{32T_{\mu}p + 1}{\frac{512T_{\mu}^2 k_M k_{\text{оп}}}{k_{\text{ос}}} p} = \frac{32 \cdot 0,0047p + 1}{\frac{512 \cdot 0,0047^2 \cdot 0,05 \cdot 10}{0,0955} p} = \frac{0,1504p + 1}{0,592p}.$$

2.3. Синтез ПИ-регулятора положения для СЭП с внутренним контуром скорости, настроенным на МО или СО

В некоторых практических случаях необходимо, используя систему регулирования скорости ДПТ, настроенную на модульный или симметричный оптимум, создать СЭП с ПИ-регулятором положения для устранения скоростной ошибки. Рассмотрим методику синтеза ПИ-регулятора на основе применения рассмотренных выше частотных методов. На рис. 2.4 приведена желаемая ЛАЧХ (линия 4) разомкнутого СЭП, обладающего астатизмом второго порядка. Желаемой ЛАЧХ СЭП соответствует передаточная функция

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{k_{\varepsilon}(T_1 p + 1)}{p^2(T_2 p + 1)}, \quad (2.32)$$

где $k_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\text{max}}}{\delta_{\text{max}}}$ - добротность СЭП по ускорению;

$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}$; $T_2 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}$ - постоянные вре-

мени желаемой ЛАЧХ; $\omega_0 = \sqrt{k_{\varepsilon}}$ - базовая частота; M - коэффициент колебательности.

Произведем синтез ПИ-регулятора положения для случая, когда скоростная подсистема настроена на МО. Передаточная функция замкнутого контура скорости по управлению имеет вид

$$W_{\text{зс.у}}(p) = \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{1}{8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1}, \quad \text{где } T_{\mu} - \text{некомпенсируемая}$$

постоянная времени в контуре тока.

Запишем характеристический полином передаточной функции контура скорости в нормализованной форме

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{з.у}(p) = \frac{1}{k_{oc}} \frac{1}{T_{kc}^2 p^2 + 2\varepsilon_{kc} T_{kc} p + 1} \text{ и приравняем знаменате-}$$

ли двух записанных передаточных функций, а затем из полученного равенства определим $T_{kc} = \sqrt{8T_{\mu}^2}$ и $\varepsilon_{kc} = 0,707$. Без внесения большой погрешности можно принять $\varepsilon_{kc} = 1$, что позволяет передаточную функцию контура скорости записать в виде

$$W_{з.у}(p) = \frac{1}{k_{oc}} \frac{1}{T_{kc}^2 p^2 + 2T_{kc} p + 1} = \frac{1}{k_{oc}} \frac{1}{(T_{kc} p + 1)^2}. \quad (2.33)$$

С учетом использования ПИ-регулятора положения с передаточной функцией

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

где $k_{рп}, T_{рп}$ - коэффициент передачи и постоянная времени регулятора положения, датчика положения с коэффициентом передачи $k_{оп}$, механической части СЭП с передаточной функцией

$W(p) = \frac{k_{м}}{p}$ составим передаточную функцию разомкнутого СЭП и

приравняем ее к передаточной функции желаемой системы

$$W_{раз}(p) = k_{рп} \frac{T_{рп} p + 1}{T_{рп} p} k_{оп} \frac{1}{k_{oc}} \frac{1}{(T_{kc} p + 1)^2} \frac{k_{м}}{p} = \frac{k_{\varepsilon} (T_1 p + 1)}{p^2 (T_2 p + 1)}. \quad (2.34)$$

Анализ равенства (2.34) показывает, что параметры регулятора можно определить, если в передаточную функцию разомкнутого СЭП ввести интегродифференцирующее звено первого порядка с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{T_{kc} p + 1}{T_{\phi} p + 1}. \quad (2.35)$$

При этом уравнение (2.34) преобразуется к виду

$$W_{раз}(p) = k_{рп} \frac{T_{рп} p + 1}{T_{рп} p} k_{оп} \frac{T_{kc} p + 1}{T_{\phi} p + 1} \frac{1}{k_{oc}} \frac{1}{(T_{kc} p + 1)^2} \frac{k_{м}}{p} = \frac{k_{\varepsilon} (T_1 p + 1)}{p^2 (T_2 p + 1)}. \quad (2.36)$$

Выбирая $T_{\phi} = 0,001 \dots 0,0005$ с и задавшись величиной показателя колебательности M , можно найти параметры ПИ-регулятора положения в следующей последовательности:

Исполнительные устройства систем управления

- приняв постоянную времени регулятора $T_2 = T_{\text{кв}} + T_{\text{ф}}$,

определяем базовую частоту $\omega_0 = \frac{1}{T_2} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}$ и максимальную

добротность СЭП по ускорению $k_{\varepsilon \text{ max}} = \omega_0^2$. Если максимальная добротность меньше заданной, то необходимо принять меры по уменьшению постоянной времени T_2 замкнутого контура скорости, если больше, то расчет можно продолжить;

- определяем постоянную времени $T_{\text{рп}} = T_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}$ и

коэффициент передачи $k_{\text{рп}} = \frac{k_{\varepsilon} k_{\text{ос}} T_{\text{рп}}}{k_{\text{м}} k_{\text{оп}}}$ регулятора положения.

Выполним синтез регулятора положения для случая, когда скоростная подсистема настроена на симметричный оптимум, и передаточная функция замкнутого контура скорости по управлению имеет вид

$$W_{\text{з.у}}(p) = \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{64T_{\mu}^3 p^3 + 32T_{\mu}^2 p^2 + 8T_{\mu} p + 1}, \quad (2.37)$$

упрощаем передаточную функцию контура скорости, пренебрегая членом, содержащим некомпенсируемую постоянную времени в третьей степени, и приравниваем ее к нормализованной передаточной функции звена второго порядка

$$W_{\text{з.у}}(p) = \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{32T_{\mu}^2 p^2 + 8T_{\mu} p + 1} = \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{T_{\text{кв}}^2 p^2 + 2\varepsilon_{\text{кв}} T_{\text{кв}} p + 1}.$$

Из условия равенства характеристических полиномов передаточных функций определим $T_{\text{кв}} = \sqrt{32T_{\mu}^2}$ и $\varepsilon_{\text{кв}} = 0,707$. Без внесения большой погрешности можно принять $\varepsilon_{\text{кв}} = 1$, что позволяет передаточную функцию контура скорости записать в виде

$$W_{\text{з.у}}(p) = \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{T_{\text{кв}}^2 p^2 + 2T_{\text{кв}} p + 1} \approx \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{(T_{\text{кв}} p + 1)^2}. \quad (2.38)$$

С учетом использования ПИ-регулятора положения с передаточной функцией

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{\text{рп}}(p) = k_{\text{рп}} \frac{T_{\text{рп}} p + 1}{T_{\text{рп}} p}, \text{ где } k_{\text{рп}}, T_{\text{рп}} - \text{коэффициент передачи и}$$

постоянная времени регулятора положения, датчика положения с коэффициентом передачи $k_{\text{оп}}$, механической части СЭП с переда-

точной функцией $W(p) = \frac{k_{\text{м}}}{p}$ составим передаточную функцию

разомкнутого СЭП и приравняем ее к передаточной функции желаемой системы

$$W_{\text{раз}}(p) = k_{\text{рп}} \frac{T_{\text{рп}} p + 1}{T_{\text{рп}} p} k_{\text{оп}} \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{(T_{\text{кс}} p + 1)^2} \frac{k_{\text{м}}}{p} = \frac{k_{\varepsilon} (T_1 p + 1)}{p^2 (T_2 p + 1)}. \quad (2.39)$$

Анализ равенства (2.39) показывает, что параметры регулятора можно определить, если в передаточную функцию разомкнутого СЭП ввести интегро-дифференцирующее звено первого порядка с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{T_{\text{кс}} p + 1}{8T_{\mu} p + 1}.$$

При этом уравнение (2.39) преобразуется к виду

$$W_{\text{раз}}(p) = k_{\text{рп}} \frac{T_{\text{рп}} p + 1}{T_{\text{рп}} p} k_{\text{оп}} \frac{T_{\text{кс}} p + 1}{8T_{\mu} p + 1} \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{(T_{\text{кс}} p + 1)^2} \frac{k_{\text{м}}}{p} = \frac{k_{\varepsilon} (T_1 p + 1)}{p^2 (T_2 p + 1)}. \quad (2.40)$$

Задавшись величиной показателя колебательности M , можно найти параметры ПИ-регулятора положения в следующей последовательности:

- приняв постоянную времени регулятора $T_2 = T_{\text{кс}}$, опреде-

ляем базовую частоту $\omega_0 = \frac{1}{T_2} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}$ и максимальную доб-

ротность СЭП по ускорению $k_{\varepsilon \text{max}} = \omega_0^2$. Если максимальная добротность меньше заданной, то необходимо принять меры по уменьшению постоянной времени T_2 замкнутого контура скорости, если больше, то расчет можно продолжить;

- определяем постоянную времени $T_{\text{рп}} = T_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}$ и

коэффициент передачи $k_{\text{рп}} = \frac{k_{\varepsilon} k_{\text{ос}} T_{\text{рп}}}{k_{\text{м}} k_{\text{оп}}}$ регулятора положения.

Пример синтеза ПИ-регуляторов положения методом логарифмических частотных характеристик. Если внутренний контур СЭП настроен на МО, то упрощенная передаточная функция замкнутого контура скорости равна (2.33)

$$W_{зс.у}(p) = \frac{1}{k_c} \frac{1}{(T_{кц} p + 1)^2},$$

где $T_{кц} = \sqrt{8T_{\mu}^2} = \sqrt{8 \cdot 0,0047^2} = 0,01329$ с, $k_c = 0,0955$ В·с.

Принимаем постоянную времени желаемой передаточной функции контура положения

$$T_2 = T_{кц} + T_{\phi} = 0,01329 + 0,001 = 0,01429$$
 с,

где постоянная времени фильтра $T_{\phi} = 0,001$ с. Задаввшись коэффициентом колебательности СЭП $M=1,1$, определим базовую частоту замкнутого контура положения

$$\omega_0 = \frac{1}{T_2} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1} = \frac{1}{0,01429} \cdot \frac{\sqrt{1,1 \cdot (1,1-1)}}{1,1+1} = 11 \text{ с}^{-1}$$

и максимальную добротность СЭП по ускорению $k_{\varepsilon \max} = \omega_0^2 = 11^2 = 121$. Предположим, что добротность СЭП больше заданного значения, то определяем постоянную времени

$$T_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{11} \cdot \sqrt{\frac{1,1}{1,1-1}} = 0,3015$$
 с.

желаемой передаточной функции СЭП. Находим постоянную времени $T_{рп} = T_1 = 0,3015$ с и коэффициент передачи

$$k_{рп} = \frac{k_{\varepsilon} T_{рп} k_c}{k_m k_{оп}} = \frac{121 \cdot 0,3015 \cdot 0,0955}{0,05 \cdot 10} = 6,97$$

регулятора положения.

В результате расчета определяем передаточные функции оптимизирующего фильтра $W_{\phi}(p) = \frac{T_{кц} p + 1}{T_{\phi} p + 1} = \frac{0,1329 p + 1}{0,001 p + 1}$ и регу-

лятора положения $W_{рп}(p) = k_{рп} \frac{T_{рп} p + 1}{T_{рп} p} = 6,911 \cdot \frac{0,3015 p + 1}{0,3015 p}$.

Если внутренний скоростной контур СЭП настроен на СО, то упрощенная передаточная функция замкнутого контура скорости равна (2.38)

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{з.у.}(p) = \frac{1}{k_c} \frac{8T_\mu p + 1}{(T_{кc} p + 1)^2}, \text{ где } T_{кc} = \sqrt{32T_\mu^2} = \sqrt{32 \cdot 0,0047^2} = 0,0266 \text{ с,}$$

коэффициент обратной связи по скорости $k_c = 0,0955 \text{ В} \cdot \text{с}$.

Принимаем постоянную времени желаемой передаточной функции разомкнутого контура положения $T_2 = T_{кc} = 0,0266 \text{ с}$. Задавшись коэффициентом колебательности СЭП $M=1,1$, определим базовую частоту замкнутого контура положения

$$\omega_0 = \frac{1}{T_{кc}} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1} = \frac{1}{0,0266} \cdot \frac{\sqrt{1,1 \cdot (1,1-1)}}{1,1+1} = 5,937 \text{ с}^{-1}$$

и максимальную добротность СЭП по ускорению

$$k_{\varepsilon \max} = \omega_0^2 = 5,937^2 = 35,248.$$

Предположим, что добротность СЭП больше заданного значения и определяем постоянную времени

$$T_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{5,937} \cdot \sqrt{\frac{1,1}{1,1-1}} = 0,558 \text{ с}$$

желаемой передаточной функции СЭП. Находим постоянную времени $T_{рп} = T_1 = 0,558 \text{ с}$ и коэффициент передачи

$$k_{рп} = \frac{k_\varepsilon T_{рп} k_c}{k_m k_{оп}} = \frac{35,248 \cdot 0,558 \cdot 0,0955}{0,05 \cdot 10} = 3,757$$

регулятора положения. В результате расчета определяем передаточные функции оптимизирующего фильтра

$$W_\phi(p) = \frac{T_{кc} p + 1}{T_\phi p + 1} = \frac{0,0266 p + 1}{0,0376 p + 1}$$

и регулятора положения

$$W_{рп}(p) = k_{рп} \frac{T_{рп} p + 1}{T_{рп} p} = 3,757 \cdot \frac{0,558 p + 1}{0,558 p}.$$

2.4. Расчет позиционных электроприводов

Позиционированием называют такой режим работы СЭП, при котором задачей электропривода является перемещение рабочего органа из одного фиксированного положения в другое. Характер траектории перемещения при этом важен лишь постольку, поскольку он обеспечивает минимальное время перемещения

Исполнительные устройства систем управления

без сколько-нибудь значительного перерегулирования по положению.

При рассмотрении позиционных СЭП различаются следующие виды перемещений:

- малые перемещения, при которых ни один из регуляторов не входит в зону ограничения выходного сигнала, и СЭП представляет линейную систему автоматического регулирования;

- средние перемещения, при которых отработка происходит в условиях ограничения выходного напряжения регулятора скорости РС, т.е. при ограничении тока якоря двигателя, но участок работы с постоянной скоростью отсутствует;

- большие перемещения, при отработке которых в течение определенного времени двигатель работает на установившейся скорости в результате ограничения регулятора положения РП, а РС ограничивается при разгоне и торможении двигателя.

Для электроприводов постоянного тока с простой подвижной частью в виде одномассовой системы широкое применение нашли позиционные электроприводы, построенные по принципу подчиненного регулирования координат. Позиционный электропривод, выполненный по этому принципу, представляет собой трехконтурную систему с контурами тока, скорости и положения. При стандартных настройках контуров на модульный или симметричный оптимумы с помощью П- и ПИ-регуляторов соответствующие структуры систем управления могут быть названы типовыми, так как они применяются для широкого класса электроприводов [20].

При задании перемещения без программирования закона движения типовыми структурами являются простые структуры с П-РП и с П-РС или ПИ-РС. У позиционных электроприводов, для которых характерно программное управление перемещением, к типовым структурам могут быть отнесены структуры с комбинированным управлением.

Рассмотрим расчет регулятора положения в режиме малых перемещений для электропривода, у которого контур скорости настроен на технический оптимум. Структурная схема СЭ с таким контуром скорости приведена на рис. 2.5, а расчет передаточной функции РП выполнен в разделе 2.2. Передаточная функция регулятора положения равна

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{k_{\text{oc}}}{8T_{\mu} k_{\text{м}} k_{\text{оп}}} = k_{\text{рп}}. \quad (2.41)$$

Как известно, переходная функция контура положения, настроенного на МО, имеет перерегулирование порядка 5%. Если

Исполнительные устройства систем управления

такое перерегулирование в контуре положения является недопустимым, то для его устранения необходимо уменьшить коэффициент передачи РП за счет увеличения в два раза коэффициента настройки при постоянной времени T_{μ} . Таким образом, получим передаточную функцию РП

$$W_{\text{рп}}(p) = \frac{k_{\text{ос}}}{16T_{\mu}k_{\text{м}}k_{\text{оп}}} = k_{\text{рп}}. \quad (2.42)$$

В большинстве промышленных позиционных электроприводов наилучшим считается такой процесс отработки среднего перемещения, при котором скорость изменяется по треугольному графику. Это позволяет в полной мере использовать перегрузочную способность двигателя и исключает перерегулирование по положению. Для обеспечения такого характера отработки при данном значении заданного перемещения требуется определенное значение коэффициента передачи РП. При отработке СЭП средних и больших перемещений обычно делается упрощающее допущение [18]: считается, что токовый контур обладает высоким быстродействием, а постоянная времени фильтра тахогенератора равна нулю, т.е. что некомпенсируемая постоянная времени контура скорости равна нулю. Благодаря этому небольшое напряжение на выходе РП приводит к ограничению РС.

Исполнительные устройства систем управления

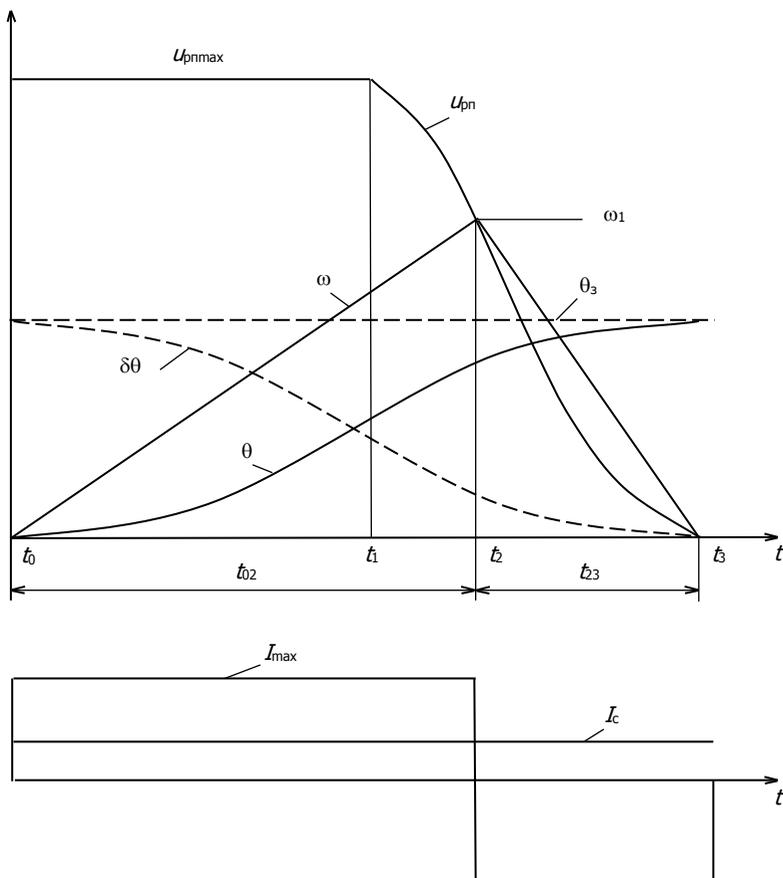


Рис.2.9. Диаграммы позиционирующего СЭП в расчетном режиме

На рис.2.9 представлены диаграммы скорости, положения, тока якоря и выходного напряжения РП.

Рассмотрим определение коэффициента передачи пропорционального РП для позиционирующего СЭП, работающего в так называемом расчетном режиме, когда скорость меняется по треугольному закону, достигая максимального значения.

В момент t_0 на вход СЭП подается управляющее воздействие в виде задания на перемещение $\theta_{3п}$. Если оно достаточно велико, напряжение на выходе РП достигает значения ограничения $u_{рпmax}$. Сразу же ограничится и выходное напряжение РС. Момент двигателя устанавливается на уровне максимального до-

Исполнительные устройства систем управления

пустимого значения M_{\max} , и разгон двигателя происходит под действием $M_{\max} - M_{\text{со}}$ с постоянным ускорением. В момент времени t_1 , зависящий от значений $k_{\text{рп}}$ и $u_{\text{рп}}$, РП выйдет из ограничения и будет далее меняться по закону $u_{\text{рп}} = k_{\text{рп}}(\theta_3 - \theta_1)$. Это, однако, не повлияет на изменение характера разгона, так как РС остается в режиме насыщения. В момент времени t_2 скорость станет равной ω_1 , а перемещение достигнет значения θ_1 , при котором будет выполняться равенство

$$k_{\text{рп}} k_{\text{дп}} (\theta_3 - \theta_1) = \omega_1 k_{\text{с}}, \quad (2.43)$$

означающее, что сигнал с РП и сигнал обратной связи по скорости равны друг другу. В следующий момент времени сигнал обратной связи превысит напряжение РП и напряжение на выходе РС, а, следовательно, и ток якоря двигателя поменяет знак. Начавшийся процесс торможения должен закончиться в момент времени t_3 , когда рассогласование станет равным нулю.

Если момент нагрузки имеет пассивный характер и не зависит от скорости, то ускорения при разгоне и торможении равны

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{\max} - M_{\text{со}}}{J}; \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{\max} + M_{\text{со}}}{J},$$

где J - суммарный момент инерции на валу двигателя.

Тогда перемещение, которое будет отработано при рассматриваемом графике скорости, $\theta = \theta_3 = \frac{J \omega_1^2 k_{\text{м}} M_{\max}}{M_{\max}^2 - M_{\text{со}}^2}$. После под-

становки ω_1 в соответствии с выражением (2.43) значение требуемого коэффициента усиления РП равно

$$k_{\text{рп}} = \sqrt{\frac{\theta_3 k_{\text{с}}^2 (M_{\max}^2 - M_{\text{со}}^2)}{(\theta_3 - \theta)^2 k_{\text{дп}}^2 J k_{\text{м}} M_{\max}}}. \quad (2.44)$$

Дальнейшее упрощение полученного выражения можно выполнить с учетом условия $\frac{\theta_1}{\theta_3} = \frac{t_{02}}{t_{02} + t_{23}}$. После выполнения пре-

образований получим

$$k_{\text{рп}} = 2 \sqrt{\frac{k_{\text{с}}^2 M_{\max} M_{\max} + M_{\text{со}}}{\theta_3 k_{\text{дп}}^2 J k_{\text{м}} M_{\max} - M_{\text{со}}}}. \quad (2.45)$$

Из (2.44) видно, что значение коэффициента передачи РП,

Исполнительные устройства систем управления

которое при данном максимальном моменте обеспечивает отработку заданного среднего перемещения без перерегулирования и дотягивания, должно быть разным для разных заданных перемещений θ_3 и значений момента нагрузки M_{co} .

При других значениях заданного перемещения и неизменном значении $k_{рп}$ график скорости будет отличаться от треугольного. Во время разгона двигателя на интервале от t_0 до t_2 закон изменения ω останется прежним, так как он определяется лишь значением $M_{max} - M_{co}$ (рис.2.10).

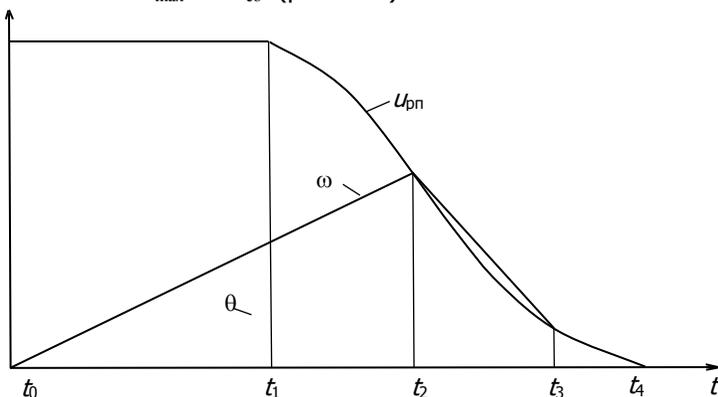


Рис.2.10. Диаграммы позиционирующего СЭП с уменьшенным заданием

Однако, так как значение заданного перемещения меньше, равенство (2.43) обеспечивается при меньшем значении скорости. В момент времени t_3 сигналы на входе РС вновь сравниваются и он выйдет из ограничения. При принятом допущении о высоком значении $k_{рс}$ примерное равенство $u_{рп} \approx \omega$ будет сохраняться на протяжении всего оставшегося пути. Ток якоря станет меньше максимального, что приведет к снижению темпа торможения, и отработка перемещения будет происходить с меньшим, чем раньше, ускорением, т.е. с дотягиванием.

Близкий к треугольной форме график скорости при любом меньшем настроечного заданном значении перемещения может быть получен при использовании РП с нелинейной статической характеристикой. Рассмотрим расчет такой характеристики. Рассмотрим режим идеального холостого хода, когда $M_c = 0$. Тогда в соответствии с (2.45) коэффициент передачи регулятора положения равен

Исполнительные устройства систем управления

$$k_{рп} = 2 \sqrt{\frac{k_c^2 M_{\max}}{\theta_3 k_{дп}^2 J k_M}}.$$

При этом график скорости будет представлять собой равнобедренный треугольник, в момент перехода от разгона к торможению двигателя будет выполняться равенство $\theta_1 = \theta_3 / 2$. Напряжение на выходе регулятора положения при этом будет

$$u_{рп} = \frac{k_c}{k_{дп}} \sqrt{\frac{4M_{\max}}{J k_M}} \delta\theta = \frac{k_c}{k_{дп}} \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\max}}{k_M}} \delta\theta, \quad \varepsilon_{\max} = \frac{M_{\max}}{J}.$$

Чтобы обеспечить выполнения полученного равенства при любых значениях θ_3 , используют РП с нелинейной статической характеристикой. На рис.2.11 показан характер изменения основных координат СЭП в этом случае.

На участке торможения скорость и напряжение РП меняются по одинаковому линейному закону независимо от θ_3 . Фактически в реальной системе $u_{рп}$ на большей части участка торможения будет превышать сигнал обратной связи по скорости на некоторую величину, достаточную для того, чтобы РС был ограничен. При этом обеспечивается линейный закон изменения скорости. Характеристика управления РП приобретает параболический вид с бесконечно большой производной в начале координат. Для обеспечения устойчивости контура положения начальный участок характеристики заменяется прямолинейным участком с коэффициентом, определяющим желаемый процесс позиционирования «в малом». Максимальное напряжение РП определяется максимальной допустимой скоростью привода при отключенной обратной связи по положению.

Исполнительные устройства систем управления

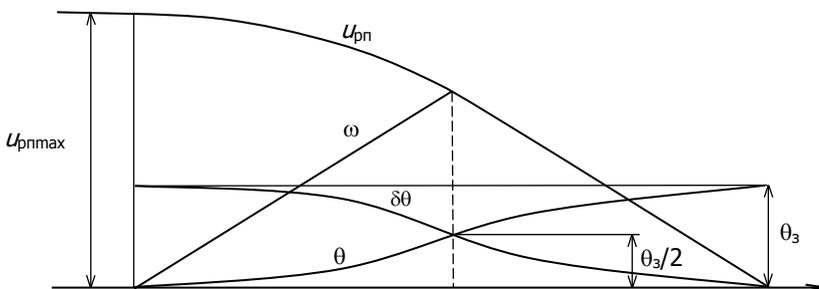


Рис.2.11. Диаграммы позиционирующего СЭП с параболическим регулятором положения

Реальные условия работы ПЭП в режиме средних перемещений отличаются от рассмотренных идеализированных, с одной стороны, наличием момента статических сил, а с другой стороны - тем, что в результате ограниченного быстродействия контура тока и конечного коэффициента усиления РС изменение тока якоря происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени [14]. Чтобы избежать при этом перерегулирования по положению, нужно начинать торможение раньше, чем в идеализированном случае. Для этого необходимо уменьшать выходное напряжение РП, величину снижения напряжения РП обычно подбирают в процессе структурного моделирования ПЭП или в процессе его наладки [19].

Следует сделать еще одно замечание к практическому использованию ПЭП [14]. Полученные формулы для расчета коэффициента передачи РП или его выходного напряжения существенно зависят от момента статических сил M_{co} . Поэтому в условиях работы ПЭП переменного момента сил сопротивления целесообразно использовать задатчик интенсивности (ЗИ), установленный на входе контура скорости (т. е. на выходе РП). ЗИ, преобразуя напряжение управления контура скорости в линейно-нарастающее, заставляет двигатель ПЭП разгоняться и тормозиться с постоянным ускорением, не зависящим от величины момента сил сопротивления на его валу, обеспечивая диаграмму изменения скорости, близкой к треугольной. При этом ускорение двигателя ПЭП равно ускорению напряжения на выходе ЗИ. Если

Исполнительные устройства систем управления

ускорение двигателя принять равным $\varepsilon_d = M_n / J$, где M_n - номинальный момент, то изменения момента сил сопротивления от 0 до M_n вызовет изменение тока якоря двигателя в пределах I_n до $2I_n$, что является допустимым для двигателей общепромышленного применения.

Примеры расчетов позиционирующих электроприводов с подчиненным регулированием координат рассмотрим на основе САР скорости ДПТ типа К7716, настроенной на МО в контуре скорости. Рассчитаем параметры регулятора положения при наличии задатчика интенсивности для ПЭП, работающего в режиме больших перемещений. Для этого воспользуемся формулой

$k_{рп} = 2 \sqrt{\frac{k_c^2 M_{max}}{\theta_3 k_{дп}^2 J k_M}}$, полученной для расчетного режима. Используя

исходные данные, определим максимальный динамический момент двигателя $M_{max} = c_d I_n$, где $c_d = 0,587$, $I_n = 33$ А. Таким образом, максимальный момент равен

$$M_{max} = 0,587 \cdot 33 = 19,371 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

а угловое ускорение вала двигателя

$$\varepsilon_{max} = M_{max} / J = 19,371 / 0,0507 = 381,92 \text{ с}^{-2}.$$

Для нахождения заданной величины углового перемещения определим угол торможения двигателя с номинальной скорости до нулевой по формуле

$$\theta_{т.д} = \frac{\omega_n^2}{2\varepsilon_{max}} = \frac{104,7^2}{2 \cdot 381,92} = 14,35,$$

угловое перемещение исполнительного механизма ПЭП найдем из выражения $\theta_{т.м} = \theta_{т.д} k_M$, где k_M - коэффициент передачи исполнительного механизма ПЭП. В свою очередь расчетное заданное перемещение $\theta_3 = 2\theta_{т.д} k_M$.

Произведя вычисления, получим $\theta_3 = 1,434$. Найденные выше величины позволяют определить коэффициент передачи регулятора положения

Исполнительные устройства систем управления

$$k_{\text{рп}} = 2 \sqrt{\frac{k_c^2 \varepsilon_{\text{max}}}{\theta_3 k_{\text{дп}}^2 k_M}} = \frac{2k_c}{k_{\text{дп}}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{max}}}{\theta_3 k_M}} = \frac{2 \cdot 0,0955}{1} \cdot \sqrt{\frac{381,92}{1,434 \cdot 0,05}} = 13,9.$$

Найденный коэффициент передачи регулятора положения необходимо уточнить в процессе моделирования ПЭП, так как формула для его определения не учитывает динамический характер процессов при разгоне и торможении двигателя. В процессе моделирования необходимо предусмотреть ограничение выходных напряжений регуляторов положения и скорости на уровне ± 10 В. Задатчик интенсивности следует настроить так, чтобы динамическая составляющая тока якоря равнялась $I_H = 33$ А. Уточненное в процессе моделирования значение коэффициента передачи регулятора положения составило величину $k_{\text{рп}} = 10,6$.

Рассчитаем параметры параболического регулятора положения для режима средних перемещений ПЭП. Примем максимальное угловое ускорение двигателя $\varepsilon_{\text{max}} = 358,91 \text{ с}^{-2}$, что соответствует динамической составляющей тока якоря 30 А. Выходное напряжение регулятора положения рассчитаем по формуле

$$u_{\text{рп}} = \frac{k_c}{k_{\text{дп}}} \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\text{max}}}{k_M}} \theta_{\text{т.м}}, \quad \text{а так как } \theta_3 = 2\theta_{\text{т.м}}, \quad \text{то}$$

$$u_{\text{рп}} = \frac{k_c}{k_{\text{дп}}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{max}}}{k_M}} \theta_3.$$

Коэффициент передачи регулятора положения можно вычислить по следующей формуле $k_{\text{рп}} = 2 \frac{k_c}{k_{\text{дп}}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{max}}}{k_M \theta_3}}$, а на начальном участке параболы для исключения перерегулирования по положению - $k_{\text{рп}} = \frac{k_c}{16T_{\mu} k_{\text{оп}} k_M}$.

Используя исходные данные вычислим коэффициент передачи РП на начальном участке, он равен 25,4. Задаваясь значениями θ_3 в пределах от 0 до расчетного значения 1,5, вычисляем

Исполнительные устройства систем управления

выходное напряжение регулятора положения, его коэффициент передачи и заносим результаты в табл.2.

Таблица 2

Результаты вычислений

θ_3	0	0,05	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,5
$u_{рп}$	0	1,27	2,56	3,62	5,11	6,26	7,23	8,1	8,86	9,57	9,94
$k_{рп}$	0	25,4	51,16	36,1	25,6	20,9	18,9	16,2	14,7	13,6	13,2

По результатам вычислений реализуется функциональный преобразователь, имеющий параболическую характеристику и выполняющий функции регулятора положения. В процессе структурного моделирования ПЭП уточняются параметры регулятора положения с учетом динамических процессов, происходящих в процессе пуска и торможения двигателя.

ГЛАВА 3.

ДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ТИРИСТОРНЫХ КОМПЛЕКТНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

3.1. Особенности линеаризации характеристик управления тиристорных преобразователей

Широко применяемые тиристорные комплектные преобразователи серий ЭТУ, БТУ и ЭПУ для электроприводов постоянного тока используются для металлорежущих станков с ЧПУ и промышленных роботов. Они построены на основе тиристорных реверсивных преобразователей (ТП) с отдельным управлением тиристорных комплектов. Это предопределяет достаточно большую зону прерывистых токов и, как следствие, нелинейность характеристики управления ТП. В режиме прерывистых токов (РПТ) значительно снижается коэффициент передачи ТП по сравнению с режимом непрерывного тока (РНТ), отсутствует влияние постоянной времени якорной цепи двигателя и возрастает электрохимическая постоянная времени электропривода. При этом переходные процессы РПТ оказываются сильно отличающимися от стандартных настроек [23].

Для линеаризации нелинейности характеристик управления ТП в режиме прерывистого тока последовательно с системой импульсно-фазового управления (СИФУ) включается нелинейное звено с обратной нелинейностью. Было показано [9], что суммарный сигнал на входе СИФУ можно считать состоящим из двух напряжений: U_e , обеспечивающего ЭДС преобразователя, равную противо-ЭДС двигателя, и U_i , обеспечивающего ЭДС преобразователя, равную падению напряжения в якорной цепи якорного тока. С учетом этого реализован следующий принцип построения системы: за счет выходного напряжения регулятора тока на входе СИФУ формируется только составляющая напряжения управления U_i , а составляющая U_e вводится на вход СИФУ от отдельного источника.

Структура части токового контура с компенсацией статической нелинейности ТП, вызванной наличием РПТ, показана на рис.3.1. Нелинейное компенсирующее звено НЗ1 включено на вы-

Исполнительные устройства систем управления

ход регулятора тока и имеет характеристику, обратную зависимости $I_d = f(U_y)$ для ТП в РПТ, где I_d - средний выпрямленный ток ТП, U_y - напряжение управления на входе СИФУ. Эта зависимость различна для разных значений противо-ЭДС двигателя (E_n), т.е. компенсирующее нелинейное звено Н31 должно перестраиваться в зависимости от противо-ЭДС двигателя. Однако опыт показывает [9], что удовлетворительный результат получается, если настроить Н31 на характеристику ТП в РПТ $E_n=0$. Нелинейное звено Н32 обеспечивает арксинусную зависимость напряжения U_e от напряжения тахогенератора, пропорционального противо-ЭДС двигателя. За счет этого компенсируется влияние противо-ЭДС на контур регулирования тока.

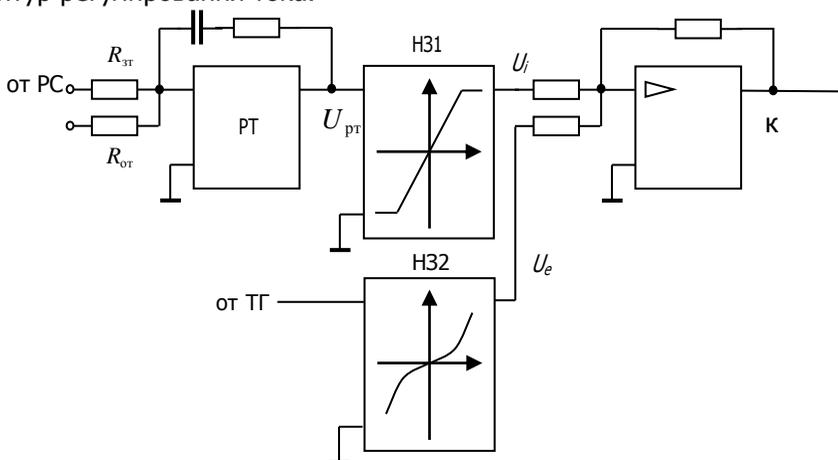


Рис.3.1. Структура устройства линейризации характеристик управления ТП
в режиме прерывистых и непрерывных токов

Практически характеристики нелинейных звеньев реализуются с помощью диодных функциональных преобразователей, выполненных на базе операционных усилителей. При использовании рассмотренной линейризации тиристорный преобразователь имеет в РПТ такой же коэффициент передачи, как в РНТ.

Описанное устройство линейризации обеспечивает лишь линейризацию статических характеристик ТП, что не всегда достаточно для динамической линейризации, так как ТП представляет собой лишь при определенных допущениях аperiodическое

звено. Однако ТП характеризуется достаточно сложными динамическими свойствами, обусловленными импульсным характером переключения цепей, а также переменностью структуры цепи, вызванной наличием коммутационного интервала.

Многочисленные исследования [9,22] показали, что ТП представляет собой нелинейное дискретное звено, причиной нелинейности которого является неполная управляемость ТП. Наиболее ярким проявлением неполной управляемости ТП является возникновение колебаний на низших субгармониках в замкнутых системах. Кроме того, значительное влияние оказывает наличие пульсации ЭДС ТП, так как в этом случае входной сигнал ТП также содержащий пульсационную составляющую, в определенной мере отфильтрованную систему.

При построении быстродействующих следящих электроприводов, время переходного процесса которых соизмеримо с периодом питающей сети, необходимо учитывать отмеченные свойства ТП. При расчете динамики систем регулирования, содержащих в своем составе ТП, принято считать ТП безинерционным линейным звеном (при наличии устройства линеаризации характеристик), а его динамические особенности учитывать проверкой на возможное возникновение субгармонических колебаний с помощью фактора пульсаций F [9].

3.2. Динамический расчет комплектных электроприводов

Требованиям обеспечения широкого диапазона регулирования скорости приводов станков и промышленных роботов в наибольшей степени удовлетворяют астатические структуры регулируемого электропривода. При построении структурных схем САР тиристорного электропривода будем использовать представление параметров ДПТ и других элементов системы в относительных единицах. В качестве базовой величины напряжений и ЭДС примем максимальную величину выпрямленной ЭДС тиристорного преобразователя, равную $E_{d \max} = k_m E_m$, где $k_m = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}$, m - пульсность выпрямленной ЭДС тиристорного преобразователя, E_m - амплитуда линейного напряжения для мостовой схемы преобразователя или амплитуда фазного напряжения для нулевой схемы преобразователя.

Запишем уравнения ДПТ в относительных единицах, для

Исполнительные устройства систем управления

этого приведем уравнение Кирхгофа для цепи якоря и уравнение Ньютона для механической части ДПТ

$$\left. \begin{aligned} E_{\Pi} &= c_d \omega + R_3 i + L_3 \frac{di_{\text{я}}}{dt}, \\ c_d (i_{\text{я}} - i_c) &= J \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где эквивалентные параметры цепи якоря определяются, как это принято, с учетом индуктивности фазы трансформатора $L_{\text{фт}}$ и ее активного сопротивления $R_{\text{фт}}$. Эквивалентные параметры цепи якоря определяются выражениями:

для нулевой схемы

$$L_3 = L_{\text{я}} + L_{\text{фт}}; \quad R_3 = R_{\text{я}} + R_{\text{фт}} + \frac{m \cdot \omega_c}{2\pi} L_{\text{фт}},$$

где $L_{\text{я}}, R_{\text{я}}$ - сопротивление и индуктивность цепи якоря двигателя; $\omega_c = 314$ 1/с - круговая частота напряжения сети; m - пульсность тиристорного преобразователя;

для мостовой схемы

$$L_3 = L_{\text{я}} + 2L_{\text{фт}}; \quad R_3 = R_{\text{я}} + 2R_{\text{фт}} + \frac{m \cdot \omega_c}{2\pi} L_{\text{фт}},$$

последнее слагаемое в выражениях для R_3 учитывает влияние коммутации тиристорных преобразователя.

Разделим левую и правую части первого уравнения (3.1) на $k_m E_m$ и с учетом $E_d = c_d \omega$ после выполнения преобразования Лапласа получим

$$\frac{E_{\Pi}}{k_m E_m} - \frac{E_d}{k_m E_m} = \frac{i_{\text{я}} R_3}{k_m E_m} (T_3 p + 1), \quad \bar{e}_{\Pi} - \bar{e}_d = \bar{i}_{\text{я}} (T_3 p + 1),$$

где \bar{e}_{Π}, \bar{e}_d - относительная ЭДС преобразователя и двигателя; $\bar{i}_{\text{я}}$ - относительный ток якоря; T_3 - электромагнитная постоянная времени.

Таким образом, передаточная функция электромагнитной части двигателя равна

$$\frac{\bar{i}_{\text{я}}}{\bar{e}_{\Pi} - \bar{e}_d} = \frac{1}{T_3 p + 1}.$$

Уравнение механической части двигателя преобразуем следующим образом, считая выходной координатой ЭДС якоря:

Исполнительные устройства систем управления

$$c_d(i_{я} - i_c) = J \frac{d\omega}{dt}; \quad i_{я} - i_c = \frac{J}{c_d^2} \frac{dc_d \omega}{dt}. \quad (3.2)$$

Умножим на R_3 и разделим на $k_m E_m$ левую и правую части равенства (3.2)

$$\frac{i_{я} R_3 - i_c R_3}{k_m E_m} = \frac{J R_3}{c_d^2 k_m E_m} \frac{dE_d}{dt}$$

или в относительных величинах

$$\bar{i}_{я} - \bar{i}_c = T_M \frac{d\bar{e}_d}{dt}, \quad \frac{\bar{e}_d}{\bar{i}_{я} - \bar{i}_c} = \frac{1}{T_M p}$$

Считаем коэффициент передачи тиристорного преобразователя постоянным и равным его значению при угле отпирания

$$\alpha = \frac{\pi}{2}$$

$$k_{\pi} = \frac{\pi k_m E_m}{2 u_{\pi.м}}, \quad \text{где } u_{\pi.м} - \text{максимум пилообразного напряже-$$

ния, соответствующий $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

Коэффициент передачи датчика скорости запишем также в относительных единицах с учетом того, что выходная координата ДПТ представлена ЭДС якоря:

$$u_{\Gamma\Gamma} = k_{\Gamma\Gamma} \omega; \quad \frac{c_d u_{\Gamma\Gamma}}{k_m E_m} = \frac{k_{\Gamma\Gamma} c_d \omega}{k_m E_m}; \quad c_d \bar{u}_{\Gamma\Gamma} = k_{\Gamma\Gamma} \bar{e}_d; \quad k_{oc} = \frac{\bar{u}_{\Gamma\Gamma}}{\bar{e}_d} = \frac{k_{\Gamma\Gamma}}{c_d}.$$

Из наиболее распространенных структурных схем комплектных электроприводов рассмотрим следующие типы (рис.3.2, 3.3, 3.4):

- 1 - одноконтурная с ПИ-регулятором скорости (см. рис. 3.2);
- 2 - двухконтурная с ПИ-регулятором скорости и жесткой отрицательной обратной связью по току на вход тиристорного преобразователя (или эквивалентной гибкой связью на вход ПИ-регулятора) (см. рис. 3.3);
- 3 - система подчиненного регулирования тока и скорости - двукратно интегрирующая система (см. рис.3.4).

Исполнительные устройства систем управления

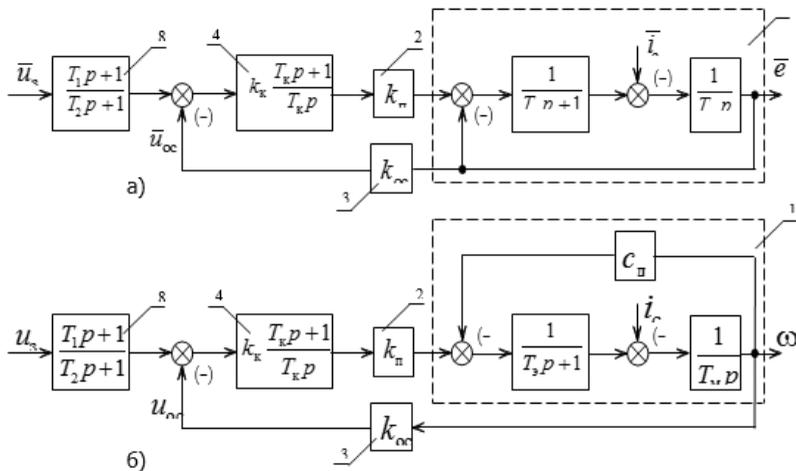


Рис.3.2. Структурная схема одноконтурной САУ скорости ДПТ с ПИ-регулятором скорости

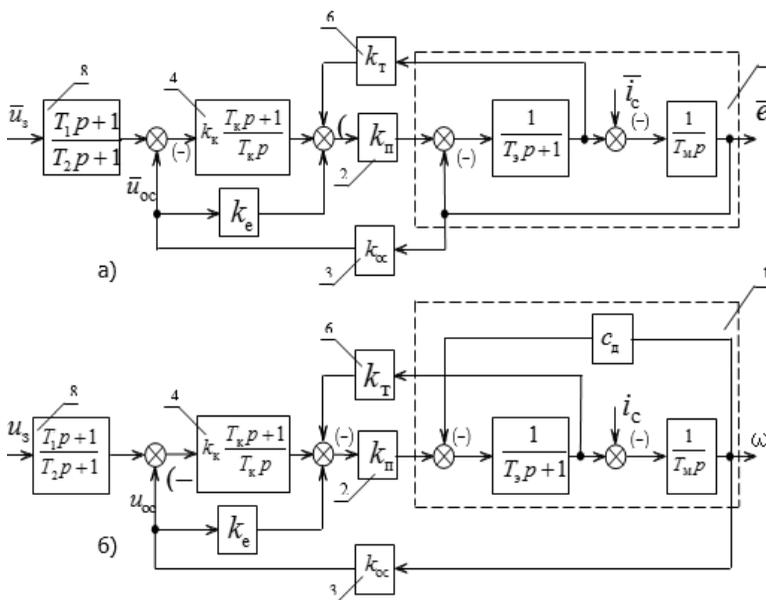


Рис.3.3. Структурная схема двухконтурной САУ скорости ДПТ с ПИ-регулятором скорости и жесткой обратной связью по току

Исполнительные устройства систем управления

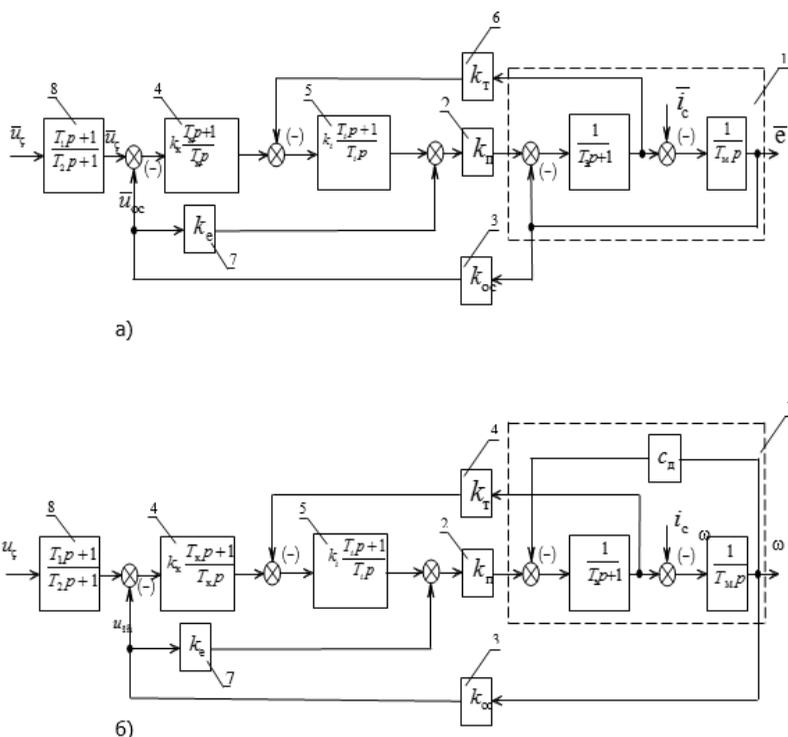


Рис.3.4. Структурная схема системы подчиненного регулирования тока и скорости

Приведенные структуры регулируемого электропривода являются линеаризованными и включают тиристорный преобразователь в виде безинерционного звена с коэффициентом передачи k_{Σ} .

На приведенных структурных схемах введены следующие обозначения:

- 1 - объект регулирования (электродвигатель);
- 2 - тиристорный преобразователь ТП;
- 3 - датчик обратной связи по скорости;
- 4 - регулятор скорости;
- 5 - регулятор тока;
- 6 - датчик обратной связи по току;
- 7 - канал положительной обратной связи по ЭДС двигателя;
- 8 - фильтр для оптимизации переходных процессов по управляющему воздействию.

Исполнительные устройства систем управления

На рис.3.2,*а*, 3.3,*а* и 3.4,*а* приведены структурные схемы, построенные для САР скорости указанных типов, где в качестве выходной координаты принята ЭДС двигателя и для элементов системы принята относительная система единиц, для которых в качестве базового напряжения принята $E_d = k_m E_m$.

Для структурных схем, приведенных на рис.3.2,*б*, 3.3,*б* и 3.4,*б* приведены структурные схемы САР скорости указанных типов, где в качестве выходной координаты принята скорость двигателя и для элементов системы принята абсолютная система единиц.

На структурных схемах, приведенных на рис.3.3,*а,б* и 3.4,*а,б*, показаны звенья компенсации внутренней ЭДС двигателя с коэффициентом передачи k_c , осуществляющие положительную обратную связь по скорости. Применение такой обратной связи существенно улучшает динамические показатели системы электропривода.

Значения переменных и коэффициентов в относительных единицах приведены в табл.3.

Таблица 3

 Параметры и коэффициенты структурных схем
в относительных единицах

Параметр или коэффициент	Обозначение	Расчетное соотношение	Примечание
1	2	3	4
ЭДС двигателя	\bar{e}	$\bar{e} = \frac{c_d \Omega}{k_m E_m}$	
Ток двигателя	\bar{i}	$\bar{i} = \frac{i R_s}{k_m E_m}$	R_s - эквивалентное сопротивление якоря
Статический ток нагрузки	\bar{i}_c	$\bar{i}_c = \frac{i_c R_s}{k_m E_m}$	
Электромагнитная постоянная времени	T_s	$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	L_s - эквивалентная индуктивность

Исполнительные устройства систем управления

Окончание табл.3

1	2	3	4
Электромеханическая постоянная времени	T_M	$T_M = \frac{J_\Sigma R_\Delta}{(c_d)^2}$	J_Σ - суммарный момент инерции на валу двигателя
Коэффициент обратной связи по скорости	k_{oc}	$k_{oc} = \frac{k_{тг}}{c_d}$	$k_{тг}$ - коэффициент передачи тахогенератора
Коэффициент обратной связи по току	k_T	$k_T = \frac{k_{дт}}{R_\Delta}$	$k_{дт}$ - коэффициент передачи датчика тока
Коэффициент компенсации внутренней связи по ЭДС	k_e	$k_e = \frac{1}{k_\pi k_{oc}}$	k_π - коэффициент передачи преобразователя

Передаточная функция замкнутой системы в абсолютных единицах для структуры 1 имеет вид:

$$\omega(p) \left[\frac{T_K T_M T_\Delta}{k_{o1}} p^3 + \frac{T_K T_M}{k_{o1}} p^2 + \frac{T_K (1 + k_{o1})}{k_{o1}} p + 1 \right] =$$

$$= (T_K p + 1) \frac{U_\Delta(p)}{k_{oc}} - \frac{R_\Delta c_d}{k_{o1}} (T_\Delta p + 1) T_K p \bar{i}_c(p),$$

где $k_{o1} = k_K k_\pi k_d k_{oc}$, $\omega(p)$ - угловая скорость двигателя.

Передаточная функция замкнутой системы в относительных единицах для структуры 1:

$$\left[\frac{T_K T_M T_\Delta}{k_o} p^3 + \frac{T_K T_M}{k_o} p^2 + \frac{T_K (1 + k_o)}{k_o} p + 1 \right] \bar{e}(p) =$$

$$= (T_K p + 1) \frac{U_\Delta(p)}{k_{oc}} - \frac{(T_\Delta p + 1)}{k_o} T_K p \bar{i}_c(p),$$

где $k_o = k_K k_\pi k_{oc}$.

Передаточная функция в абсолютных единицах для структуры 2 с жесткой отрицательной обратной связью по току и без компенсации влияния ЭДС двигателя имеет вид:

Исполнительные устройства систем управления

$$\begin{aligned} \omega(p) & \left[\frac{T_{\kappa} T_M T_{\varepsilon}}{k_{o1}} p^3 + \frac{T_{\kappa} T_M}{k_{o1}} \cdot \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right) p^2 + \frac{T_{\kappa} (1 + k_{o1})}{k_{o1}} p + 1 \right] = \\ & = \frac{T_{\kappa} p + 1}{k_{o1}} u_3(p) - \frac{R_3 k_{\Delta}}{k_{o1}} \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right) \left[T_3 \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right)^{-1} p + 1 \right] T p i_c(p). \end{aligned}$$

Передаточная функция в относительных единицах для структуры 2 с жесткой отрицательной обратной связью по току и без компенсации влияния ЭДС двигателя имеет вид:

$$\begin{aligned} \bar{e}(p) & \left[\frac{T_{\kappa} T_M T_{\varepsilon}}{k_o} p^3 + \frac{T_{\kappa} T_M}{k_o} (1 + k_{\Pi} k_T) p^2 + \frac{T_{\kappa} \cdot (1 + k_o)}{k_o} p + 1 \right] = \\ & = \frac{(T_{\kappa} p + 1)}{k_{oc}} \bar{u}_3(p) - \frac{T_{\kappa} (1 + k_{\Pi} k_T)}{k_o} \left[T_3 (1 + k_{\Pi} k_T)^{-1} p + 1 \right] p \bar{i}_c(p). \end{aligned}$$

Передаточная функция в абсолютных единицах для структуры 2 с жесткой отрицательной обратной связью по току и с компенсацией влияния ЭДС двигателя имеет вид:

$$\begin{aligned} \omega(p) & \left[\frac{T_{\kappa} T_M T_{\varepsilon}}{k_{o1}} p^3 + \frac{T_{\kappa} T_M}{k_{o1}} \cdot \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right) p^2 + \frac{1 + k_{o1} - k_e}{k_{o1}} T_{\kappa} p + 1 \right] = \\ & = \frac{T_{\kappa} p + 1}{k_{o1}} u_3(p) \frac{R_3 k_{\Delta}}{k_{o1}} \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right) \left[T_3 \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right)^{-1} p + 1 \right] T_{\kappa} p i_c(p). \end{aligned}$$

Передаточная функция в относительных единицах для структуры 2 с жесткой отрицательной обратной связью по току и с компенсацией влияния ЭДС двигателя имеет вид:

$$\begin{aligned} \bar{e}(p) & \left[\frac{T_{\kappa} T_M T_{\varepsilon}}{k_{o1}} p^3 + \frac{T_{\kappa} T_M}{k_{o1}} \cdot \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right) p^2 + \frac{1 + k_{o1} - k_e}{k_{o1}} T_{\kappa} p + 1 \right] = \\ & = \frac{T_{\kappa} p + 1}{k_{o1}} \bar{u}_3(p) \frac{R_3 k_{\Delta}}{k_{o1}} \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right) \left[T_3 \left(1 + \frac{k_{\Pi} k_T}{R_3} \right)^{-1} p + 1 \right] T_{\kappa} p \bar{i}_c(p). \end{aligned}$$

Для структуры 3 передаточная функция в абсолютных единицах при пренебрежении влиянием ЭДС двигателя и при условии полной компенсации постоянной времени T_{ε} в кон-

Исполнительные устройства систем управления

туре регулирования тока, т.е. при условии $T_I = T_\Sigma$ (это условие эквивалентно учету лишь пропорциональной составляющей регулятора тока):

$$\omega(p) \left[\frac{T_k T_M T_\Sigma}{k_{o1}} p^3 + \frac{T_k T_M}{k_{o1}} \left(1 + \frac{k_i k_n k_T}{R_\Sigma} \right) p^2 + T_k p + 1 \right] = \frac{T_k p + 1}{k_{oc}} u_3(p) - \left(1 + \frac{k_n k_T k_i}{R_\Sigma} \right) \frac{R_\Sigma k_d}{k_{o1}} \left[T_\Sigma \left(1 + \frac{k_n k_T k_i}{R_\Sigma} \right)^{-1} p + 1 \right] T_k p i_c(p).$$

Для структуры 3 передаточная функция в относительных единицах при пренебрежении влиянием ЭДС двигателя и при условии полной компенсации постоянной времени T_Σ в контуре регулирования тока равна

$$\bar{e}(p) \left[\frac{T_k T_M T_\Sigma}{k_{o1}} p^3 + \frac{T_k T_M}{k_{o1}} \left(1 + \frac{k_i k_n k_T}{R_\Sigma} \right) p^2 + T_k p + 1 \right] = \frac{T_k p + 1}{k_{oc}} \bar{u}_3(p) - \left(1 + \frac{k_n k_T k_i}{R_\Sigma} \right) \frac{R_\Sigma k_d}{k_{o1}} \left[T_\Sigma \left(1 + \frac{k_n k_T k_i}{R_\Sigma} \right)^{-1} p + 1 \right] T_k p \bar{i}_c(p).$$

Если ввести масштаб времени m_t , т.е. новое безразмерное время $t_1 = m_t t$, что соответствует замене оператора Лапласа "p" соотношением $p = D m_t$, где D - новый безразмерный оператор, то процессы в рассмотренных выше структурных схемах опишутся одним обобщенным нормированным уравнением

$$\left[D^3 + D^2 + AD + B \right] \bar{e}(D) = (B + A_o D) u_{3B}(D) - D(D+1) u_{BB}(D)$$

,

где $u_{3B}(D)$ - новое значение управляющего воздействия;
 $u_{BB}(D)$ - новое значение возмущающего воздействия.

В нормированном уравнении приняты следующие обозначения:

$$A_o = A - \frac{1}{\tau}; \quad \tau_m = \frac{T_M}{T_\Sigma}; \quad \tau_k = \frac{T_k}{T_\Sigma},$$

остальные параметры сведены в табл.4 в зависимости от структуры системы.

Из обобщенного уравнения следует, что характер процессов при возмущающих воздействиях зависит только от двух безраз-

Исполнительные устройства систем управления

мерных параметров A и B , а при управляющем воздействии - еще и от параметра A_0 .

Таблица 4

Параметры системы при возмущенном воздействии

Параметр	Структура 1	Структура 2	Структура 2а	Структура 3
Масштаб времени	$\frac{1}{T_3} = \frac{R_2}{L_2}$	$\frac{1 + k_{\pi} k_{\tau}}{T_3}$	$\frac{1 + k_{\pi} k_{\tau}}{T_3}$	$\frac{k_{\pi} k_{\tau} k_i}{T_3}$
Коэффициент передачи k_o	$k_{\pi} k_{oc} k_x$	$k_{\pi} k_{oc} k_x$	$k_{\pi} k_{oc} k_x$	$k_{\pi} k_{oc} k_x k_i$
Коэффициенты уравнения				
A	$\frac{1 + k_o}{\tau_m}$	$\frac{1 + k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau})^2 \tau_m}$	$\frac{1 + k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau})^2 \tau_m}$	$\frac{k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau} k_i)^2 \tau_m}$
B	$\frac{k_o}{\tau_k \tau_m}$	$\frac{k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau})^2 \tau_k \tau_m}$	$\frac{k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau})^2 \tau_k \tau_m}$	$\frac{k_o}{(k_{\pi} k_{\tau} k_i)^2 \tau_k \tau_m}$
A_0	$A - \frac{1}{\tau_m}$	$A - \frac{1 - k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau})^2 \tau_m}$	$A - \frac{1 - k_o}{(1 + k_{\pi} k_{\tau})^2 \tau_m}$	$A - \frac{1 - k_o}{(k_{\pi} k_{\tau} k_i)^2 \tau_m}$
Управляющее воздействие $u_{вв}$	$\frac{\bar{u}_3(D)}{k_{oc}}$	$\frac{\bar{u}_3(D)}{k_{oc}}$	$\frac{\bar{u}_3(D)}{k_{oc}}$	$\frac{\bar{u}_3(D)}{k_{oc}}$
Возмущающее воздействие $u_{вв}$	$\frac{i_c(D)}{\tau_m}$	$\frac{i_c(D)}{(1 + k_{\pi} k_{\tau}) \tau_m}$	$\frac{i_c(D)}{(1 + k_{\pi} k_{\tau}) \tau_m}$	$\frac{i_c(D)}{(k_{\pi} k_{\tau} k_i) \tau_m}$
Резонансная частота замкнутого контура $\omega_p = C m_t$	$\frac{C}{T_3}$	$\frac{C}{T_3} (1 + k_{\pi} k_{\tau})$	$\frac{C}{T_3} (1 + k_{\pi} k_{\tau})$	$\frac{C}{T_3} (k_{\pi} k_{\tau} k_i)$

Как видно из результатов моделирования, оптимальные показатели переходного процесса при единичном возмущенном воздействии имеют место при настройке системы в точках, расположенных на линиях одинаковой степени затухания апериодической и колебательной составляющих. Настройке САР скорости на симметричный оптимум соответствуют параметры $A=0,5$, $B=0,125$.

Исполнительные устройства систем управления

На качество процессов при единичном управляющем воздействии существенно влияет параметр A_0 в правой части обобщенного уравнения. Если на входе управляющего воздействия включить пассивный фильтр с передаточной функцией

$$W_{\Phi}(D) = \frac{B + A_{0, \text{опт}} D}{B + A_0 D},$$

то независимо от значения A_0 при коэффициентах A и B , выбранных из условия оптимума процесса при возмущающем воздействии, можно реализовать оптимальный процесс и при единичном управляющем воздействии. Таким образом, обеспечивается одновременная настройка регулируемого электропривода на оптимум для обоих видов воздействия.

Весьма важно отметить, что масштаб времени в структуре 1 определяется лишь значением T_3 . В других структурах путем увеличения коэффициентов k_n и k_r он может быть сделан теоретически сколь угодно большим, а следовательно, время регулирования при сохранении выбранной формы переходного процесса можно получить сколь угодно малым. Поэтому структуры 2, 2,а и 3 являются структурами с теоретически бесконечной полосой пропускания частот, которая в реальных условиях в первую очередь ограничивается специфическими свойствами тиристорного преобразователя, а также требованиями помехозащищенности системы.

3.3. Инженерный синтез регулируемых электроприводов

Синтез сводится к расчету параметров регуляторов по выбранным значениям коэффициентов обобщенного дифференциального уравнения в зависимости от технических требований, предъявляемых к приводу, и резонансной частоты замкнутого контура скорости. Для регулируемого электропривода связь между этими параметрами определяется соотношениями, приведенными в табл.3.2. Из них можно получить выражения для коэффициентов передачи и постоянных времени ПИ- регуляторов скорости и тока в функции коэффициентов дифференциального уравнения.

На базе выполненного анализа рекомендуется для описанных структур электроприводов принимать значения резонансной частоты ω_p в соответствии с рекомендациями, приведенными в табл.5.

Таблица 5

Значения резонансной частоты

Тип силовой схемы и привода	Диапазон D	$\omega_p 1/c$
Однофазный ТП по полупроводяемой схеме выпрямления	1:200	$0,7/T_\Sigma$
Однофазный реверсивный ТП	1:200	50
Трёхфазный нереверсивный ТП	1:200	150
Трёхфазный реверсивный ТП	1:2000	$75 \div 100$
Быстродействующий реверсивный ТП	1:10000	$200 \div 250$

Рекомендуется для регулируемых электроприводов [3] при использовании в качестве критерия оптимальности минимума времени вхождения в 5%-ную зону процесса при управляющем воздействии U_B принимать следующие параметры настройки: $A=0,823$; $B=0,25$; $C=0,7$ (C - показатель колебательности).

При выборе из табл. 3.3 значений резонансной частоты ω_p следует иметь в виду, что с ее увеличением в реальной системе могут возникнуть субгармонические колебания, делающие ее неработоспособной. Поэтому при выборе ω_p следует исходить из критерия устойчивости [22].

Рассмотрим пример синтеза регулируемого электропривода по структуре 2 для электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением типа ПБСТ-43, питаемого от ТП, выполненного по мостовой схеме. Параметры двигателя: $P_{ном}=2,8$ кВт; $I_{ном}=12,5$ А; $U_{ном}=220$ В; $\omega_{ном}=157$ с⁻¹ (1500 об/мин); $M_{ном}=17,1$ Н·м; $R_\alpha=0,672$ Ом; $L_\alpha=0,013$ Гн; $I_{max}/I_{ном}=4$; $I_\Sigma=0,0773$ кг·м²; $k_{тТ}=1,1$ В·с/рад; $c_d=1,37$ В·с/рад; $k_{oc} = k_{тТ} / c_d = 1,1/1,37 = 0,815$.

Параметры силового трансформатора, полученные в результате упрощенного расчета тиристорного преобразователя:

максимальная линейная ЭДС вторичной обмотки - $E_m=325$ В;

ток фазы номинальный $I_{фн}=38$ А;

напряжение короткого замыкания - $u_k=10\%$;

мощность короткого замыкания - $P_{кз}=1000$ Вт;

пульсность тиристорного преобразователя $m=6$.

Рассчитаем коэффициент

$$k_m = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 0,955 ;$$

коэффициент передачи линеаризованного ТП

Исполнительные устройства систем управления

$$k_{\Pi} = \frac{\pi k_m E_m}{2U_{\Pi \max}} = 97, \text{ где } E_m = 325 \text{ В} - \text{ амплитуда линейной ЭДС};$$

$U_{\Pi \max}$ - максимальное значение опорного пилообразного напряжения СИФУ.

Общее сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке:

$$Z_{\Phi} = \frac{U_{\Phi} u_{\kappa}}{100 I_{\Phi}} = \frac{E_m u_{\kappa}}{\sqrt{6} \cdot 100 I_{\Phi}} = 0,35 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке:

$$R_{\Phi} = \frac{P_{\kappa 3}}{3 I_{\Phi \Pi}^2} = 0,23 \text{ Ом}.$$

Индуктивность фазы трансформатора, приведенная к вторичной обмотке:

$$L_{\Phi} = \frac{1}{\omega_c} \sqrt{Z_{\Phi}^2 - R_{\Phi}^2} = 8,37 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}.$$

Рассчитаем параметры силовой цепи:
эквивалентное сопротивление якорной цепи

$$R_{\gamma} = R_{\gamma} + 2R_{\Phi} + \omega_c L_{\Phi} \frac{m}{\pi} = 1,73 \text{ Ом};$$

эквивалентная индуктивность якорной цепи

$$L_{\gamma} = L_{\gamma} + 2L_{\Phi} = 0,013 + 2 \cdot 0,0008 = 0,0146 \text{ Гн};$$

электромагнитная постоянная времени

$$T_{\gamma} = \frac{L_{\gamma}}{R_{\gamma}} = \frac{0,0146}{1,73} = 0,0084 \text{ с};$$

электрохимическая постоянная времени

$$T_{\text{м}} = \frac{J_{\Sigma} R_{\gamma}}{c_{\text{д}}^2} = \frac{0,0773 \cdot 1,73}{1,37^2} = 0,071 \text{ с};$$

относительная электрохимическая постоянная времени

$$\tau_{\text{м}} = \frac{T_{\text{м}}}{T_{\gamma}} = \frac{0,071}{0,008} = 8,9;$$

коэффициент передачи датчика тока

$$k_{\text{дт}} = 0,05 \text{ Ом}.$$

Выполним динамический расчет обратных связей и регуляторов, приняв следующие коэффициенты настройки:

Исполнительные устройства систем управления

$$A=0,823; B=0,2; C=0,7; A_{\text{опт}}=0,388; \omega_p=150 \text{ с}^{-1}.$$

Определим статический коэффициент передачи по току (см. табл.5)

$$k_T = \frac{1}{k_{\text{п}}} \left(\frac{\omega_p T_3}{C} - 1 \right) = \frac{1}{97} \cdot \left(\frac{150 \cdot 0,008}{0,7} - 1 \right) = 0,0074.$$

Коэффициент передачи ПИ-регулятора скорости

$$k_K = \frac{1}{k_{\text{п}} k_{\text{ос}}} \left(A \tau_m \frac{\omega_p^2 T_3^2}{C^2} - 1 \right) =$$

$$= \frac{1}{97 \cdot 0,815} \cdot \left(0,823 \cdot 8,9 \cdot \frac{150^2 \cdot 0,008^2}{0,7^2} - 1 \right) = 0,26$$

Постоянную времени ПИ-регулятора скорости

$$T_K = \frac{C^2}{B \tau_m^2 \omega_p^2 T_3^2} \left(A \tau_m \frac{\omega_p^2 T_3^2}{C^2} - 1 \right) =$$

$$= \frac{0,7^2}{0,2 \cdot 8,9^2 \cdot 150^2 \cdot 0,008^2} \cdot \left(0,823 \cdot 8,9 \cdot \frac{150^2 \cdot 0,008^2}{1,37^2} - 1 \right) = 0,099.$$

Параметры входного фильтра:

$$T_1 = \frac{A_{\text{опт}} C}{B \omega_p} = \frac{0,7 \cdot 0,388}{150 \cdot 0,2} = 0,009 \text{ с};$$

$$T_2 = \frac{C}{B \omega_p} \left(A - \frac{1}{\tau_m} \right) = \frac{0,7}{0,2 \cdot 150} \cdot \left(0,823 - \frac{1}{8,9} \right) = 0,0166 \text{ с}.$$

3.4. Динамический расчет следящего электропривода

В состав следящего электропривода в качестве основной части системы входит линеаризованный по структуре, регулируемый по скорости электропривод, описанный выше, оптимизирующий фильтр с передаточной функцией $W_{\Phi}(D)$ и регулятор положения $W_{\text{рп}}(D)$.

Линеаризованная структура следящего электропривода с обратной связью по положению в безразмерном времени представлена на рис.3.5.

На рис. 3.5 введены обозначения: \bar{u}_3 - заданный угол поворота; θ - угол поворота выходного вала для механизмов с вращательным движением.

Исполнительные устройства систем управления

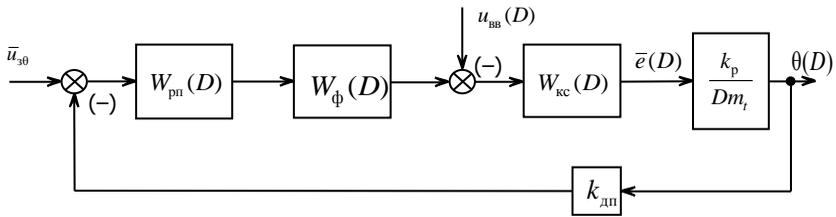


Рис.3.5. Структурная схема следящего комплектного электропривода

Для механизмов с поступательным движением \bar{u}_3 и S характеризуют заданное и выходное линейные перемещения. Передаточное отношение редуктора для обоих типов механизмов $j = \omega_M / \omega$ или $j_l = v_M / \omega$, где ω_M , v_M - угловая и линейная скорость перемещения механизма; ω - угловая скорость двигателя.

$$\text{Поскольку } \omega = \frac{E_d}{c_d} = \frac{\bar{e}k_m E_m}{c_d}, \text{ то } j = \frac{\omega_M c_d}{\bar{e}k_m E_m}, \quad j_l = \frac{v_M c_d}{\bar{e}k_m E_m}.$$

Отсюда получаем в относительных единицах:

$$k_p = \frac{\omega_M}{\bar{e}} = j \frac{k_m E_m}{c_d}, \quad k_{рл} = j_l \frac{k_m E_m}{c_d}, \text{ где } k_p \text{ измеряется в рад/с}$$

; $k_{рл}$ - в мм/с. Коэффициенты передачи датчика угла поворота и датчика линейного перемещения в относительных единицах равны

$$k_{дп} = \frac{U_{дп}}{\Delta\theta} = \frac{U_{дп}}{\Delta\theta k_m E_m}; \quad k_{дл} = \frac{U_{дп}}{\Delta S} = \frac{U_{дп}}{\Delta S k_m E_m},$$

где $U_{дп}$ - выходное напряжение датчиков, приходящееся на угол поворота $\Delta\theta$ или перемещение ΔS .

В металлорежущих станках получили распространение как статические структуры следящих приводов с пропорциональным регулятором положения $W_{рп}(p) = k_{рп}$, так и астатический с бесконечной добротностью, реализуемый применением ПИ-регулятора положения $W_{рп}(p) = k_{рп} (T_{рп} p + 1) / T_{рп} p$. Синтез регуляторов выполняется в предположении, что кинематические цепи привода обладают бесконечно большой жесткостью.

Для структуры с пропорциональным регулятором положения получим следующее нормализованное дифференциальное уравнение

Исполнительные устройства систем управления

$$\left[D^4 + D^3 + AD^2 + (B + k_{\omega}A_0)D + Bk_{\omega} \right] \theta_{\text{вых}}(D) =$$

$$= k_{\omega} (A_0D + B) \theta_3(D) - D(D+1)U_B(D) \frac{k_p}{m_t}, \text{ где}$$

$$k_{\omega} = \frac{k_p \cdot k_n \cdot k_{\partial n}}{k_{OC} \cdot m_t}.$$

Установкой на входе регулируемого электропривода фильтра $W_{\phi}(D)$ можно варьировать значение A_0 в правой части уравнения вплоть до ее полной компенсации ($A_0 = 0$) при

$$W_{\phi}(D) = \frac{1}{A_0D + B}.$$

Минимум времени переходного процесса в следящем приводе с пропорциональным регулятором положения обеспечивается при $A_0 = 0$, $A = 0,772$, $B = 0,292$ и $k_{\omega} = 0,17$. Можно рекомендовать для настройки следящего электропривода с пропорциональным регулятором положения следующие параметры (табл.6).

Таблица 6

Рекомендуемые значения параметров

A	B	A ₀	k _ω	C
0,5	0,125	0	0,125	0,44
0,772	0,292	0	0,176	0,73
0,772	0,237	0,234	0,214	0,73
0,9	0,218	0,458	0,282	0,75
0,88	0,21	0,486	0,286	0,74
1,0	0,265	0,47	0,34	0,82

Для структуры следящего электропривода с ПИ-регулятором положения при $W_{\phi}(D)=1$,

$$W_{\text{рп}}(p) = k_{\text{рп}} \frac{m_t T_{\text{рп}} D + 1}{T_{\text{рп}} m_t D} = k_{\text{рп}} \frac{\tau_{\text{рп}} D + 1}{\tau_{\text{рп}} D},$$

где $k_{\text{рп}}$ и $\tau_{\text{рп}} = m_t T_{\text{рп}}$ - коэффициент передачи и постоянная времени ПИ-регулятора положения, дифференциальное нормированное уравнение в масштабе времени m_t имеет вид:

$$\left[D^5 + D^4 + AD^3 + (B + k_{\omega}A_0)D^2 + \left(k_{\omega}B + \frac{k_{\omega}A_0}{\tau_{\text{рп}}} \right) D + \frac{k_{\omega}B}{\tau_{\text{рп}}} \right] \theta_{\text{вых}}(D) =$$

Исполнительные устройства систем управления

$$= k_{\omega} \left(D + \frac{1}{\tau_{рп}} \right) (A_0 D + B) \theta_3(D) - D(D+1) U_{вв}(D) \frac{k_p}{m_t}, \quad \text{где}$$

$$k_{\omega} = \frac{k_p k_{дп} k_{рп}}{k_{ос} m_t}.$$

Форма переходного процесса для любых воздействий определяется здесь значениями пяти безразмерных параметров $A, B, A_0, k_{\omega}, \tau_{рп}$. При этом параметры A, B, A_0 определяют настройку внутреннего контура следящего электропривода, а параметры $k_{\omega}, \tau_{рп}$ - регулятора положения.

В следящих приводах станков и роботов в зависимости от назначения могут предъявляться различные требования к качеству переходных процессов. Рекомендованные значения параметров настройки для различных станков [12] сведены в табл.7.

Таблица 7

Рекомендуемые значения параметров

A	B	A ₀	k _ω	C
0,5	0,125	0	0,125	0,44
0,772	0,292	0	0,176	0,73
0,772	0,237	0,234	0,214	0,73
0,9	0,218	0,458	0,282	0,75
0,88	0,21	0,486	0,286	0,74
1,0	0,265	0,47	0,34	0,82

Рассмотрим пример расчета следящего электропривода по структуре 2,а с пропорциональным регулятором положения с электродвигателем ПБВ 112 L, имеющим следующие номинальные данные: $P_n=1,1$ кВт; $U_n=50$ В; $I_n=28$ А; $I_{max}/I_n=6$; $\omega_n=52,36$ с⁻¹; $R_{я}=0,144$ Ом; $L_{я}=1,102 \cdot 10^{-3}$ Гн; $J_d=0,049$ кг·м²; $k_{тг}=0,2$ В·с; $c_d=0,862$ В·с, $J_m=0,0178$ кг·м².

Параметры ТП : $m=6$; $k_m=0,955$; $E_m=115$ В; $U_{nmax}=5$ В (максимальное значение пилообразного напряжения СИФУ).

Рассчитаем коэффициент передачи ТП

$$k_{п} = \frac{\pi k_m E_m}{2U_{nmax}} = \frac{3,14 \cdot 0,955 \cdot 115}{2 \cdot 5} = 34,5.$$

Параметры силовой цепи ТП: $R_{\phi}=0,074$ Ом, $L_{\phi}=8 \cdot 10^{-5}$ Гн; двигателя: $R_{э}=0,368$ Ом; $L_{э}=2,182 \cdot 10^{-3}$ Гн (с учетом включенного в цепь якоря дросселя индуктивностью $1 \cdot 10^{-3}$ Гн).

Электромагнитная постоянная времени двигателя равна

Исполнительные устройства систем управления

$$T_3 = \frac{L_3}{R_3} = \frac{2,182 \cdot 10^{-3}}{0,368} = 0,006 \text{ с.}$$

Электромеханическая постоянная времени

$$T_M = \frac{J_\Sigma R_3}{c_d^2} = \frac{0,0688 \cdot 0,368}{0,862^2} = 0,033 \text{ с.}$$

Относительная электромеханическая постоянная времени

$$\tau_M = \frac{T_M}{T_3} = \frac{0,033}{0,006} = 5,5.$$

Механическая часть электропривода включает передачу ходовой винт-гайка качения с шагом $t_{х.в.}=10$ мм, имеющим передаточное отношение

$$j = \frac{t_{хв}}{2\pi} = \frac{10}{2 \cdot 3,14} = 1,59.$$

Коэффициент передачи механической части электропривода в нормированной форме

$$k_p = j \frac{k_m E_m}{c_d} = 1,59 \cdot \frac{0,955 \cdot 115}{0,862} = 202,77.$$

Коэффициент передачи датчика положения $k_{дп}=10$ В/рад.

Коэффициент передачи датчика положения в относительной форме

$$k_{дп} = \frac{10}{k_m E_m} = \frac{10}{0,955 \cdot 115} = 0,091$$

По табл.7 принимаем следующие параметры настройки: $A=0,88$; $B=0,21$; $A_{опт}=0,486$; $C=0,74$; $k_\omega=0,286$; $\omega_p=200 \text{ с}^{-1}$.

Рассчитываем параметры обратных связей и регуляторов.

Коэффициент обратной связи по току

$$k_T = \frac{1}{k_n} \left(\frac{\omega_p T_3}{C} - 1 \right) = \frac{1}{34,5} \left(\frac{200 \cdot 0,006}{0,862} - 1 \right) = 0,0113;$$

коэффициент передачи ПИ-регулятора скорости

$$k_k = \frac{1}{k_n k_{ос}} A \tau_M \frac{\omega_p^2 T_3^2}{C^2},$$

где $k_{ос} = k_{тг} / c_d = 0,2 / 0,862 = 0,232$.

Определим

Исполнительные устройства систем управления

$$k_k = \frac{1}{34,5 \cdot 0,232} \cdot 0,88 \cdot 5,5 \cdot \left(\frac{200 \cdot 0,006}{0,862} \right)^2 = 1,17.$$

Постоянная времени регулятора скорости

$$T_k = \frac{A}{B} \frac{B}{\omega_p} = \frac{0,88}{0,21} \cdot \frac{0,74}{200} = 0,0155 \text{ с.}$$

Постоянная времени T_1 входного фильтра

$$T_1 = \frac{CA_{\text{опт}}}{\omega_p B} = \frac{0,74 \cdot 0,486}{200 \cdot 0,21} = 0,856 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Постоянная времени T_2 входного фильтра

$$T_2 = \frac{CA_0}{\omega_p B} = \frac{0,74 \cdot 0,89}{200 \cdot 0,28} = 0,00155 \text{ с,}$$

где $A_0 = A$.

Коэффициент передачи регулятора положения

$$k_{\text{рп}} = \frac{k_\omega k_{\text{ос}} m_t}{k_p k_{\text{дп}}} = \frac{0,286 \cdot 0,232 \cdot 270,2}{202,77 \cdot 0,091} = 0,97, \text{ где}$$

$$m_t = \frac{\omega_p}{C} = \frac{200}{0,74} = 270,2 \text{ с}^{-1}.$$

Моделирование следящего электропривода с полученными параметрами регуляторов, фильтров и обратных связей показало, что переходный процесс обеспечивает время регулирования и перерегулирование.

Выполним расчет параметров регуляторов и обратных связей для следящего электропривода по структуре 3 с ПИ-регулятором положения. Параметры двигателя, ТП и механической части привода примем одинаковыми с предыдущим примером расчета.

Из табл.7 выберем коэффициенты настройки: $A=1,2$; $B=0,4$; $A_{\text{опт}}=0,348$; $k_\omega=0,288$; $\tau_c=7,2$; $C=0,93$. Примем $\omega_p=200 \text{ с}^{-1}$

Определяем коэффициент обратной связи по току

$$k_T = \frac{U_{\text{рс max}}}{R_\gamma I_{\text{max}}}, \text{ где } U_{\text{рс max}} - \text{максимальное напряжение регулято-}$$

ра скорости, соответствующее максимальному току в цепи якоря I_{max} . Примем $U_{\text{рс max}} = 10 \text{ В}$, а $I_{\text{max}} = 5I_n = 5 \cdot 28 = 140 \text{ А}$.

Таким образом,

Исполнительные устройства систем управления

$$k_T = \frac{10}{0,368 \cdot 140} = 0,194.$$

Коэффициент передачи регулятора тока

$$k_i = \frac{\omega_p T_3}{k_{II} k_T C} = \frac{200 \cdot 0,006}{34,5 \cdot 0,194 \cdot 0,93} = 0,192.$$

Постоянная времени ПИ-регулятора тока

$$T_i = T_3 = 0,006 \text{ с.}$$

Коэффициент передачи регулятора скорости

$k_K =$

$$k_K = \frac{A \tau_m}{k_{II} k_i k_{oc}} \left(\frac{\omega_p T_3}{C} \right)^2 = \frac{1,2 \cdot 5,5}{34,5 \cdot 0,192 \cdot 0,232} \left(\frac{200 \cdot 0,006}{0,93} \right)^2 = 7,15.$$

Постоянная времени ПИ-регулятора скорости

$$T_K = \frac{A C}{B \omega_p} = \frac{1,2}{0,4} \cdot \frac{0,93}{200} = 0,014 \text{ с.}$$

Постоянная времени входного фильтра T_1

$$T_1 = \frac{CA_{0\text{опт}}}{\omega_p B} = \frac{0,93 \cdot 0,348}{200 \cdot 0,4} = 0,004 \text{ с.}$$

Постоянная времени входного фильтра T_2

$$T_2 = \frac{CA_0}{\omega_p B}, \text{ где } A_0 = A,$$

$$T_2 = \frac{0,93 \cdot 1,2}{200 \cdot 0,4} = 0,014 \text{ с.}$$

Коэффициент передачи регулятора положения

$$k_{\text{прп}} = \frac{k_\omega k_{oc} m_t}{k_p k_{\text{дп}}}, \text{ где } m_t = \frac{\omega_p}{C} = \frac{200}{0,93} = 215,$$

$$k_{\text{прп}} = \frac{0,288 \cdot 0,232 \cdot 215}{202,77 \cdot 0,091} = 0,78.$$

Постоянная времени ПИ-регулятора положения

$$T_{\text{прп}} = \frac{\tau_c C}{\omega_p} = \frac{7,2 \cdot 0,93}{200} = 0,0335 \text{ с.}$$

Моделирование рассчитанного следящего электропривода показало, что переходный процесс при единичном управляющем воздействии обеспечивает время регулирования и перерегулирова-

ние.

3.5. Особенности динамического расчета электроприводов с двухзонным регулированием скорости

Некоторые дополнительные особенности появляются при синтезе электропривода с двухзонным регулированием скорости. Управление магнитным полем двигателя может производиться или в функции ЭДС двигателя, или в функции напряжения на его якоре.

Оценим динамические возможности такого способа регулирования. Для этого воспользуемся математической моделью линейризованного двигателя:

$$\left. \begin{aligned} R_y \Delta I_y + L_y \frac{d\Delta I_y}{dt} &= \Delta U_d - \Delta E_d \\ \Delta M_d - \Delta M_c &= J \frac{d\Delta \omega}{dt} \\ \Delta M_d &= c_m \Phi_0 \Delta I_y + c_m I_{yo} \Delta \Phi \\ \Delta E_d &= c_e \Phi_0 \Delta \omega + c_e \omega_0 \Delta \Phi \end{aligned} \right\} ,$$

где $c_e = c_m$ - конструктивные постоянные двигателя;
 I_0 , Φ_0 , ω_0 - установившиеся значения тока, потока и скорости ДПТ, относительно которых рассчитываются приращения .

Запишем приведенное уравнение в относительных единицах, взяв за базовое значение величину максимального выпрямленного напряжения $k_m E_m$:

$$\left. \begin{aligned} T_y \frac{\Delta \bar{i}_y}{dt} + \Delta \bar{i}_y &= \Delta \bar{u}_d - \Delta \bar{e} \\ \Delta \bar{i}_y - \Delta \bar{i}_c &= a T_m \frac{d\Delta \omega}{dt} \\ \Delta \bar{i}_y &= \Delta \bar{i} - b \Delta \bar{\Phi} \\ \bar{e} &= a (\Delta \bar{\omega} - \Delta \bar{\Phi}) \end{aligned} \right\} ,$$

$$\text{где } \Delta \bar{i} = \frac{\Delta I_y}{k_m E_m}; \quad \Delta \bar{u}_d = \frac{\Delta U_d}{k_m E_m}; \quad \Delta \bar{e}_d = \frac{\Delta E_d}{k_m E_m}; \quad b = \frac{I_0}{\Phi_0};$$

Исполнительные устройства систем управления

$$\Delta \bar{\omega} = \frac{\Delta \omega}{\omega_0}; \quad \Delta \bar{\Phi} = \frac{\Delta \Phi}{\Phi_0}; \quad a = \frac{c_e \Phi_0 \omega_0}{k_m E_m} \approx 1; \quad T_M = J \frac{R_3}{c_e^2 \Phi_0^2};$$

$$\Delta \bar{i}_B = \frac{I_B R_B}{k_{mB} E_{mB}}.$$

Линеаризованная структурная схема для двухзонного регулирования скорости при приращении координат с зависимым управлением в функции ЭДС и напряжения двигателя представлена на рис.3.6. На ней k_Φ - коэффициент пропорциональности между приращениями тока и потока возбуждения на характеристике намагничивания (в относительных единицах); $T_B = L_B/R_B$ - постоянная времени обмотки возбуждения; $k_{БВ}$, $k_{\bar{B}}$, $k_{ос}$ - коэффициенты передачи тиристорного возбудителя, обратной связи в контуре регулирования тока возбуждения и в контуре ЭДС (напряжения) соответственно; $T_{пв}$, $k_{пв}$ - постоянная времени и коэффициент передачи ПИ-регулятора тока возбуждения; $T_{рз}$, $k_{рз}$ - постоянная времени и коэффициент передачи ПИ-регулятора ЭДС двигателя.

$$k_{ос} = \frac{\Delta U_{\pi\pi}}{\Delta \omega} = \frac{k_{\pi\pi} a}{c_e \Phi_0}, \quad k'_{ос} = \frac{k_{ос}}{a} = \frac{k_{\pi\pi}}{c_e \Phi_0}, \text{ где } k'_{ос} - \text{результир}$$

рующий коэффициент передачи в цепи обратной связи по скорости.

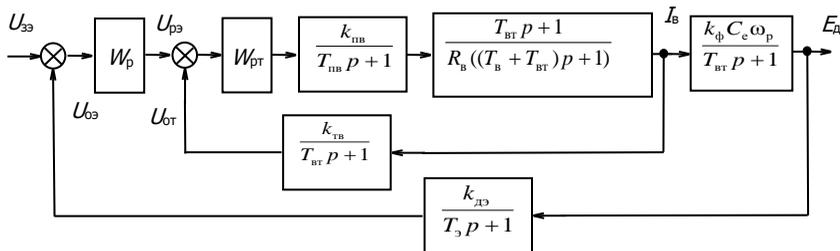


Рис.3.6. Структурная схема линеаризованного контура регулирования ЭДС двигателя

Лучшими свойствами с точки зрения динамики и использования ДПТ по моменту обладает структура с обратной связью по ЭДС. Сигнал, пропорциональный ЭДС, формируется (в рассматриваемых комплектах ЭП) согласно соотношению $E_d = U_d - I_d R_3$. При этом естественно не компенсируется динамическая составляющая падения напряжения $L_3 dI/dt$, однако это не приводит к

Исполнительные устройства систем управления

значительному ухудшению динамических свойств.

В структуре, как правило, $b \ll a$. Если пренебречь влиянием потока $\Delta\Phi$ по каналу с коэффициентом передачи "b" и влиянием внутренней обратной связи по ЭДС, то структура с обратной связью по ЭДС разбивается на два независимых контура регулирования по цепи якоря и возбуждения. В этом случае методика синтеза двухзонных ЭП с обратной связью по скорости может быть сведена к синтезу двух независимых контуров регулирования скорости и ЭДС двигателя.

Структура якорного контура двухзонного ЭП имеет те же уравнения, что и привод однозонный (подачи), однако описана другими параметрами T_m и k_{oc} , которые возрастают с ростом ω_0 во второй зоне. Для безразмерных коэффициентов, например, структуры 2, вытекают соотношения

$$k'_o = k_n k_k k_{oc} = k_o \frac{\Phi_n}{\Phi_o} ; \quad A' = \frac{1 + k'_o}{(1 + k_n k_t)^2 \tau_m \left(\frac{\Phi_n}{\Phi_o} \right)^2} \approx A \frac{\Phi_o}{\Phi_n} ;$$

$$e' = \frac{k'_o}{\tau_k \tau_m (1 + k_n k_t)^2 \left(\frac{\Phi_n}{\Phi_o} \right)^2} \approx e \frac{\Phi_o}{\Phi_n}.$$

В диапазоне регулирования $\Phi_n / \Phi \leq 5$ рекомендуется использовать в зоне до номинальной скорости настройку с параметрами: $A = 1,54$, $B = 0,44$, $C = 1,1$.

При этом во всем диапазоне регулирования обесточивается приемлемая колебательность переходных процессов .

Полоса пропускания внутреннего контура регулирования тока возбуждения может быть ограничена на уровне 2-5 Гц ($\omega_c = 15-35 \text{ c}^{-1}$). При таких частотах тиристорный преобразователь можно считать безинерционным звеном с коэффициентом передачи $k_{пв}$. Внутренний контур тока обмотки возбуждения настраивается на компенсацию наибольшей постоянной времени обмотки возбуждения $T_{в.м}$, соответствующей минимальному значению магнитного потока. Таким образом, принимаем постоянную времени ПИ-регулятора тока возбуждения $T_{ib} = T_{во}$.

Наименьший запас устойчивости контура регулирования ЭДС имеет место при минимальном значении магнитного потока, так как при этом постоянная времени обмотки возбуждения $T_{в.м}$ и

Исполнительные устройства систем управления

коэффициент передачи, равный произведению $k_{\phi} \omega_{d \max}$, имеют максимальное значение. Поэтому связь между параметрами регуляторов тока возбуждения и ЭДС двигателя определяют при минимальном токе возбуждения. Наименьшее быстродействие контур регулирования ЭДС имеет при номинальном потоке двигателя $\Phi_{дн}$, когда постоянная времени обмотки возбуждения $T_{в.н}$ и эквивалентная постоянная времени токового контура $T_{т.н}$ имеют минимальные значения. Поэтому связь между параметрами регулятора ЭДС и регулятора тока возбуждения определяются при минимальном токе возбуждения.

Эквивалентная постоянная времени токового контура может быть определена путем записи передаточной функции замкнутого контура тока. Для этого преобразуем структурную схему токового контура

$$W_{\text{раз.т}}(p) = k_{\text{рТВ}} \frac{T_{\text{рТВ}} p + 1}{T_{\text{рТВ}} p} \frac{k_{\text{туВ}}}{T_{\text{в.н}} p + 1} k_{\text{тВ}} = \frac{k_{\text{рТВ}} k_{\text{туВ}} k_{\text{тВ}}}{T_{\text{рТВ}} p}$$

При условии $T_{\text{рТ}} = T_{\text{в.н}}$ эквивалентная постоянная времени контура тока равна $T_{\text{т.н}} = \frac{T_{\text{в.н}}}{k_{\text{рТ}} k_{\text{туВ}} k_{\text{тВ}}}$. Из полученного выражения

можно определить необходимый коэффициент передачи регулятора тока при выборе величины $T_{\text{т.н}}$.

В контуре регулирования ЭДС также целесообразно использовать ПИ-регулятор, так как быстродействия И-регулятора недостаточно с точки зрения допустимого отклонения ЭДС. При этом постоянная времени регулятора ЭДС выбирается из условия компенсации эквивалентной постоянной времени токового контура $T_{\text{т.н}}$. Постоянную времени фильтра датчика ЭДС T_{ϕ} будем считать малой постоянной времени контура регулирования ЭДС. Тогда минимальную эквивалентную постоянную времени токового контура при номинальном потоке $T_{\text{т.н}}$ примем равной $2T_{\phi}$, в свою очередь для эффективного сглаживания пульсаций напряжения датчика ЭДС примем $T_{\phi} = 2T_{\phi}$. В этих условиях можно определить коэффициент передачи регулятора тока по формуле

$k_{\text{рТ}} = \frac{T_{\text{в.н}}}{T_{\text{т.н}} k_{\text{туВ}} k_{\text{тВ}}}$. Допустимое значение коэффициента передачи

регулятора ЭДС находится из условия устойчивости связан-

Исполнительные устройства систем управления

ных контуров регулирования частоты вращения и ЭДС двигателя

$$k_{pз} \leq \frac{T_{pз} k_{тв} \omega_{p \min}}{c_d \omega_{\max} k_{\phi} k_{дэ}}, \text{ где } \omega_{p \min} = \frac{\omega_p}{D_{\phi}}, \omega_p - \text{резонансная частота}$$

контура скорости, D_{ϕ} - диапазон регулирования магнитного потока.

Рассмотрим пример расчета двухзонного ЭП по следующим исходным данным: электродвигатель 2ПФ-200ЛГ: $P_{\text{ном}}=15$ кВт; $U_n=220$ В; $I_n=78,5$ А; $\omega_n=78,54$ с⁻¹; $\omega_{\max}=261,8$ с⁻¹; $2p=4$; $c_d=2,55$ В·с; $J=0,36$ кг·м²; $R_3=0,514$ Ом; $T_3=0,0095$ с; $T_m=0,0285$ с; $k_{дт}=0,05$ В/А; $T_{в.н}=0,56$ с; $R_b=42$ Ом; $k_{тг}=0,318$ В·с; $k_{ос}=0,1247$; $k_n=97$; $\tau_m=3$.

Примем параметры настройки регуляторов по цепи якоря : $A=1,54$; $B=0,44$; $A_{\text{опт}}=0,915$; $C=1,1$; $\omega_p=100$ с⁻¹.

Рассчитаем параметры обратных связей и регуляторов для структуры 3.

Коэффициент передачи по току

$$k_t = \frac{U_{pc \max}}{R_3 I_{\max}} = \frac{10}{0,514 \cdot 2 \cdot 78,5} = 0,124.$$

Коэффициент передачи регулятора тока

$$k_i = \frac{1}{k_n k_t} \frac{\omega_p T_3}{C} = \frac{100 \cdot 0,0095}{97 \cdot 0,124 \cdot 1,1} = 0,0718.$$

Постоянная времени регулятора тока

$$T_i = T_3 = 0,0095 \text{ с};$$

Коэффициент передачи регулятора скорости

$$k_k = \frac{A \tau_m}{k_n k_{ос} k_i} \frac{\omega_p^2 T_3^2}{C^2} = \frac{1,54 \cdot 3}{97 \cdot 0,124 \cdot 0,0718} \cdot \frac{100^2 \cdot 0,0095^2}{1,1^2} = 3,983.$$

Постоянная времени регулятора скорости

$$T_k = \frac{AC}{B \omega_p} = \frac{1,54 \cdot 1,1}{0,44 \cdot 100} = 0,0385 \text{ с}.$$

Параметры входного фильтра:

$$T_1 = \frac{CA_{\text{опт}}}{\omega_p B} = \frac{1,1 \cdot 0,915}{100 \cdot 0,44} = 0,023 \text{ с};$$

Исполнительные устройства систем управления

$$T_2 = \frac{C}{\omega_p B} \left(A - \frac{1}{\tau_m} \right) = \frac{1,1}{100 \cdot 0,44} \cdot \left(1,54 - \frac{1}{5,5} \right) = 0,039 \text{ с.}$$

Рассчитаем параметры регулятора тока обмотки возбуждения. Коэффициент передачи ТП обмотки возбуждения $k_{\text{ВВ}} = 50$. Определим коэффициент передачи разомкнутого контура возбуждения с учетом того, что $\omega_{\text{max}} = 2\omega_{\text{H}}$ и $\Delta C = 0,05$.

Так как скорость увеличивается в 2 раза, то $\varphi_{\text{max}} = \varphi_{\text{H}}$, а $\varphi_{\text{min}} = 5 \varphi_{\text{H}}$, следовательно, коэффициент передачи регулятора тока возбуждения

$$k_{\text{ПВ}} = \frac{T_{\text{в}} \cdot \omega_{\text{с}}}{k_{\text{ВВ}} \cdot k_{\text{iv}}}$$

Задан $I_{\text{ВНОМ}} = 4 \text{ А}$ для двигателя П91, примем коэффициенты передачи $k_{\text{ДТВ}} = 0,4 \text{ В/А}$, а в безразмерной форме

$$k^* = \frac{k_{\text{ДТВ}}}{R_{\text{е}}} = 0,4 / 40 = 0,04$$

Тогда

$$k_{\text{ПВ}} = \frac{0,56 \times 20}{50 \times 0,01} = 22,4$$

Постоянная времени $T_{\text{ПВ}}$ ПИ-регулятора тока возбуждения $T_{\text{ПВ}} = T_{\text{В}} = 0,56 \text{ с}$.

По известному $k_{\text{РВ}} = 13,3$ при заданных $k_{\varphi} =$ и $k_{\text{iv}} = 0,01$ можно найти $k_{\text{ОСВ}}$:

$$k_{\text{ОСВ}} = \frac{k_{\text{Р}\%} \cdot k_{\text{iv}\%}}{k_{\varphi}} = \frac{13,3 \times 0,01}{0,01} = 0,02$$

ГЛАВА 4.

СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

4.1. Настройка параметров регулятора

Основной недостаток регулируемых электроприводов (ЭП) с суммирующим усилителем заключается в сложности настройки параметров корректирующих цепей обратных связей по току и скорости с помощью общего регулятора.

Подобная настройка имеет компромиссный характер по отношению к каждому настраиваемому параметру и не является оптимальной. Этот недостаток исключен в системе подчиненного регулирования, которая находит широкое применение в регулируемом электроприводе металлорежущих станков и промышленных роботах. Успехи микроэлектроники позволили отказаться от общего регулятора и снабдить систему независимыми регуляторами, оптимизирующими каждый параметр привода.

В теории автоматического управления для замкнутого контура регулирования с передаточной функцией общего вида

$$W_3(p) = \frac{a_0 + \sum_{i=1}^m a_i p^i}{d_0 + \sum_{i=1}^n d_i p^i} \quad (4.1)$$

известны различные критерии оптимизации, достигаемые за счет настройки параметров регулятора, последовательно включенного с объектом управления. Широкое применение для электроприводов нашел динамический оптимум, называемый модульный оптимум (МО). Модульный оптимум означает, что замкнутый контур динамически оптимален, если он одинаково передает на выход разно частотные входные сигналы на возможно большем интервале частот, т. е. на этом интервале частот модуль амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) замкнутого контура

$$|W_3(p)| = \text{const}. \quad (4.2)$$

Условие (4.2) выполняется, если при $\omega > 0$ возможно большее число производных модуля АЧХ по частоте стремится к нулю, т. е.

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{d |W_3(p)|}{d\omega} = 0. \quad (4.3)$$

Исполнительные устройства систем управления

Условию (4.3) соответствуют определенные соотношения коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции замкнутого контура (4.1):

$$\begin{aligned} (a_1^2 - 2a_0a_2)d_0^2 &= (d_1^2 - 2d_0d_2)a_0^2 \\ (a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4)d_0^2 &= (d_1^2 - 2d_1d_3 + 2d_0d_4)a_0^2 \\ \dots\dots\dots \end{aligned} \tag{4.4}$$

$$(a_v^2 - 2\sum_{i=1}^v (-1)^i a_{v-i} a_{v+i})d_0^2 = (d_v^2 - 2\sum_{i=1}^v (-1)^i d_{v-i} d_{v+i})a_0^2.$$

В формулировке модульного оптимума есть некоторая неопределенность, выраженная словами «возможно больше...». Теоретически МО может дать бесконечно большую полосу пропускания контура, если в выражении (4.1) положить $m=n$ и $a=d$. Однако практически это недостижимо из-за ограниченных возможностей реальных регуляторов и конечной полосы пропускания датчиков. Поэтому МО называют также практическим или техническим оптимумом.

В инерционном контуре регулирования можно выделить две категории звеньев - с большой инерционностью и с весьма малой инерционностью, обусловленной фильтрами датчиков и преобразователей сигналов и характеризуемой некоторой малой постоянной времени T_μ . Передаточная функция объекта управления с учетом T_μ имеет вид

$$W_{oy}(p) = \frac{K_{oy}}{(b_0 + \sum_{i=1}^k b_i p^i)(T_\mu p + 1)}, \tag{4.5}$$

где K_{oy} - коэффициент усиления объекта управления.

Принимая для регулятора передаточную функцию, обеспечивающую получение астатизма замкнутого контура регулирования, следующего вида

$$W_p(p) = \frac{(a_0 + \sum_{i=1}^m a_i p^i)}{T_0 p}, \tag{4.6}$$

Исполнительные устройства систем управления

получаем для замкнутого контура передаточную функцию

$$W_3(p) = \frac{a_0 + \sum_{i=1}^m a_i p^i}{\frac{T_0}{K_{oy}} p(b_0 + \sum_{i=1}^k b_i p^i)(T_\mu p + 1) + a_0 + \sum_{i=1}^m a_i p^i}. \quad (4.7)$$

Коэффициенты регулятора a_0, a_i, T_0 находятся из уравнений (4.4). Очевидно, что условие (4.2) будет выполняться максимально, если принять $m = k, a_0 = b_0, a_i = b_i$. Тогда при $b_0 = 1$

$$W_3(p) = \frac{1}{\frac{T_0}{K_{oy}} p(T_\mu p + 1) + 1}. \quad (4.8)$$

Согласно первому уравнению (4.4)

$$\left(\frac{T_0}{k_{oy}} \right)^2 - 2 \frac{T_0 T_\mu}{k_{oy}} = 0,$$

откуда

$$\frac{T_0}{k_{oy}} = 2T_\mu; \quad W_{3,опт}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1}. \quad (4.9)$$

Таким образом, регулятор, компенсирующий инерционности объекта управления, кроме малых фильтровых, и имеющий интегральную составляющую $T_0 = 2T_\mu k_{oy}$, обеспечивает максимальное быстродействие замкнутому контуру.

Для объекта управления в виде колебательного звена второго порядка потребуется пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор; для апериодического звена первого порядка - пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор; для интегрального звена - пропорциональный (П) регулятор.

Исполнительные устройства систем управления

Если для интегрального объекта управления с передаточной функцией

$$W_{oy}(p) = \frac{K_{oy}}{T_{oy} p (T_{\mu} p + 1)}$$

использовать вместо П-регулятора ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{T_k p + 1}{T_0 p}, \text{ то передаточная функция замкнутого контура получит вид:}$$

тура получит вид:

$$W_3(p) = \frac{T_k p + 1}{\frac{T_0 T_{oy}}{K_{oy}} p^2 (T_{\mu} p + 1) + T_k p + 1}. \quad (4.10)$$

Если к входу контура подключить апериодическое звено с передаточной функцией

$$W_{bx}(p) = \frac{1}{T_k p + 1}, \text{ то настройка полученной системы на МО}$$

по уравнениям (4.4) даст значения параметров ПИ-регулятора:

$$T_k = 4T_{\mu}; \quad T_0 = \frac{k_{oy}}{T_{oy}} 8T_{\mu}^2. \quad (4.11)$$

Данная настройка носит название симметричный оптимум (СО). Этому названию соответствует симметричная относительно точки частоты среза $\omega_{cp} = 1/2T_{\mu}$ ЛАЧХ оптимизированного разомкнутого контура с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{4T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu}^2 p^2 (T_{\mu} p + 1)}. \quad (4.12)$$

Если сложный объект управления представляет собой последовательность перечисленных выше инерционных звеньев $W_1(p), W_2(p), \dots, W_n(p)$, соединенных друг с другом контролируемые координатами x_1, x_2, \dots, x_n , то для каждой координаты может быть составлен замкнутый контур с регулятором, настроенным на динамический оптимум типа МО или СО (рис.4.1).

Исполнительные устройства систем управления

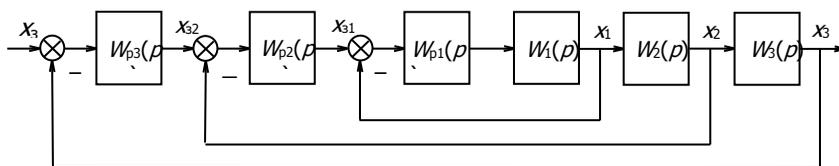


Рис.4.1. Структурная схема системы подчиненного регулирования координат

Настройка регуляторов $W_{p1}(p)$, $W_{p2}(p)$, ..., $W_{pn}(p)$ производится в направлении от внутреннего контура с номером 1 к контуру с номером n , являющемуся внешним контуром. В состав объекта с номером i входит оптимально настроенный замкнутый контур с номером $i-1$. Если для каждого следующего после первого контура компенсировать регулятором $W_{pi}(p)$ инерционности звена $W_i(p)$, пренебрегая его малой постоянной времени T_{μ} , то

$$W_{pi}(p)W_i(p) = \frac{k_{oyi}}{T_{oi}p}.$$

Настраивая интегральную составляющую регулятора по условию МО (4.4).

$$\frac{T_{oi}}{k_{oyi}} = 2T_{\mu^{i-1}} = 2 \cdot 2^{i-1}T_{\mu} = 2^i T_{\mu}, \quad (4.13)$$

получаем передаточную функцию замкнутого i -го контура

$$W_{zi}(p) = \frac{1}{2^i T_{\mu} p (2^{i-1} T_{\mu} p (2^{i-2} T_{\mu} p \dots (2^{i-i} T_{\mu} p + 1) + 1) \dots) + 1}, \quad (4.14)$$

где T_{μ} - малая постоянная времени, отнесенная к первому контуру.

Чем больше контуров в системе подчиненного регулирования, тем меньше быстродействие внешнего контура. По сравнению с одноконтурной системой быстродействие n -контурной системы уменьшается в 2^{n-1} раз.

Трехконтурная система описывается дифференциальным уравнением 4-го порядка. Однако настройка на модульный оптимум позволяет без большой погрешности оценивать динамические показатели системы по уравнению второго порядка

$$D_i(p) \approx 2^i T_{\mu} p (2^{i-1} T_{\mu} p + 1) + 1 = 2T_{\mu i} p (T_{\mu i} p + 1) + 1. \quad (4.15)$$

Данному характеристическому полиному соответ-

Исполнительные устройства систем управления

ствуует переходная функция, т. е. переходный процесс отработки замкнутым контуром скачка задающего сигнала, следующего вида

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_{\mu}}} \left(\sin \frac{t}{2T_{\mu}} + \cos \frac{t}{2T_{\mu}} \right). \quad (4.16)$$

Перерегулирование составляет 4,3%, а время переходного процесса равно $4T_{\mu}$.

Сравнительный анализ показателей переходных процессов в оптимизированном контуре регулирования, настроенном на модульный оптимум (МО), симметричный оптимум (СО) и симметричный оптимум с апериодическим фильтром на входе управляющего воздействия (СО+Ф), можно сделать по данным табл.8, в которой указаны σ % - величина перерегулирования, $t_{\text{н}}$ - время нарастания переходного процесса, $t_{\text{пп}}$ - время переходного процесса (для точности $\pm 2\%$), $t_{\text{м}}$ - время достижения первого максимума.

Таблица 8

Характеристики переходных процессов при различных настройках контура

Параметры процесса	Настройка на СО	Настройка на МО	Настройка на СО+Ф
σ , %	43,4	4,3	8,1
$t_{\text{н}}$	$3,1 T_{\mu}$	$4,3 T_{\mu}$	$7,6 T_{\mu}$
$t_{\text{пп}}$	$16,6 T_{\mu}$	$8,4 T_{\mu}$	$13,3 T_{\mu}$
$t_{\text{м}}$	$5,8 T_{\mu}$	$6,3 T_{\mu}$	$10,2 T_{\mu}$

Сравнивая настройку на СО и МО, можно сделать вывод, что настройка на МО имеет малое перерегулирование и большое быстродействие, но при этом система является статической при наличии интегрирующего звена в объекте регулирования. Быстродействие и перерегулирование при оптимизации на симметричный оптимум (СО) вдвое хуже, чем при настройке на МО, но система становится астатической по возмущению при наличии интегрирующего звена в объекте регулирования. Перерегулирование с фильтром на входе (СО+Ф) снижается по причине замены скачка управляющего сигнала с выхода фильтра на экспоненту.

В системах с подчиненным регулированием координат любую из координат системы в динамических и установившихся режимах можно ограничить на допустимом уровне за счет ограни-

Исполнительные устройства систем управления

чения сигнала управления, поступающего в качестве задающего на регулятор рассматриваемой координаты, т.е. за счет ограничения выходного напряжения регулятора предыдущего контура.

При оптимизации контура регулирования, входящего в состав системы с подчиненным регулированием координат, необходимо придерживаться следующей последовательности:

1. Составить структурную схему замкнутого оптимизируемого контура, включив в его состав упрощенную передаточную функцию предыдущего контура, подвергнутого оптимизации. Привести структурную схему к единичной обратной связи и разомкнуть главную обратную связь рассматриваемого контура.

2. Записать передаточную функцию разомкнутого контура регулирования и приравнять ее к передаточной функции разомкнутого оптимизированного контура, предварительно выбрав используемый метод оптимизации (МО или СО) в зависимости от заданных технических условий функционирования системы.

3. На основе анализа постоянных времени звеньев, входящих в состав проектируемого контура, выбрать в качестве малой некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} наименьшую постоянную времени звена или сумму малых постоянных времени нескольких звеньев.

4. Из полученного равенства определить передаточную функцию регулятора проектируемого контура.

5. Определить параметры входной цепи и цепи обратной связи операционного усилителя, реализующего функции регулятора проектируемого контура.

Рассмотрим несколько примеров динамической оптимизации контуров регулирования с различными передаточными функциями объекта управления.

Пример 1. Объект управления содержит в своем составе два апериодических звена. Структурная схема замкнутого контура с учетом регулятора приведена на рис.4.2.

Исполнительные устройства систем управления

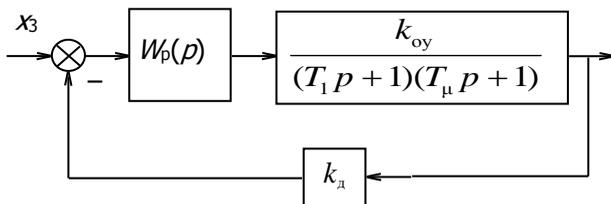


Рис.4.2. Структурная схема замкнутого контура

В соответствии с приведенной последовательностью действий оптимизируем замкнутый контур на модульный оптимум. Для этого приведем структурную схему контура к единичной обратной связи, перенеся звено обратной связи в конец прямой цепи передачи сигнала. Выполнение эквивалентных преобразований приводит к следующей структурной схеме контура (рис.4.3).

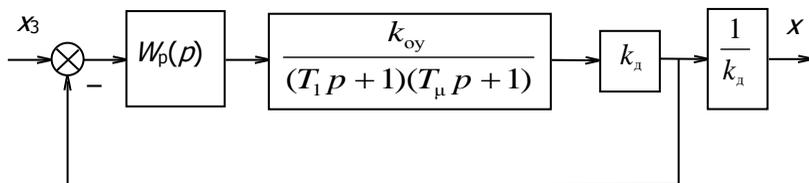


Рис.4.3. Преобразованная структурная схема контура

Разорвем цепь обратной связи и запишем передаточную функцию разомкнутого контура, приравняв ее к передаточной функции разомкнутого оптимизированного контура. В результате получим:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_p(p) \frac{k_{\text{oy}} k_d}{(T_1 p + 1)(T_\mu p + 1)} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}. \quad (4.17)$$

Принимая малую постоянную времени объекта управления T_μ в качестве некомпенсируемой постоянной времени оптимизируемого контура, определим из записанного равенства передаточную функцию регулятора

$$W_p(p) = \frac{T_1 p + 1}{2T_\mu k_{\text{oy}} k_d p}. \quad (4.18)$$

Как следует из передаточной функции, регулятор осуществляет закон ПИ-регулирования и, следовательно, оптимизированный контур обладает астатизмом первого порядка по отношению управляющего и возмущающего воздействий.

Исполнительные устройства систем управления

Реализацию ПИ-регулятора на операционном усилителе и выбор параметров его входной цепи и цепи обратной связи рассмотрим ниже.

Пример 2. Объект управления содержит интегрирующее и инерционное звено с малой постоянной времени. Структурная схема контура регулирования с таким объектом приведена на рис. 4.4. Такая структура характерна для контура регулирования скорости автоматизированного электропривода.

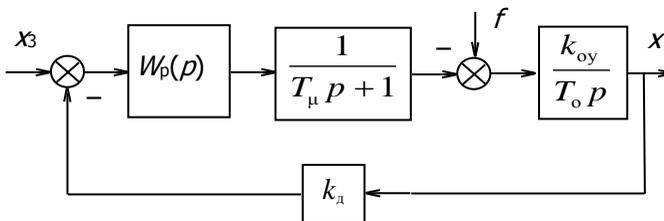


Рис.4.4. Структурная схема замкнутого контура

Приведем структурную схему контура к единичной обратной связи, перенеся звено обратной связи в конец прямой цепи передачи сигнала. Выполнение эквивалентных преобразований приводит к следующей структурной схеме контура (рис.4.5).

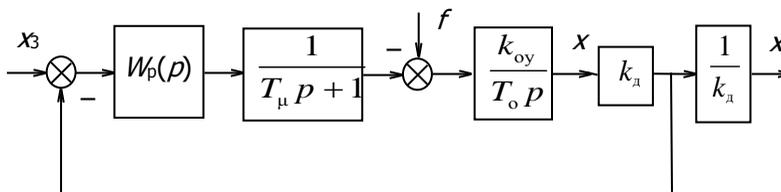


Рис.4.5. Преобразованная структурная схема контура

Разорвем цепь обратной связи и запишем передаточную функцию разомкнутого контура, приравняв ее к передаточной функции разомкнутого оптимизированного на МО контура. В результате получим:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_p(p) \frac{k_{oy} k_d}{(T_\mu p + 1) T_o p} = \frac{1}{2 T_\mu p (T_\mu p + 1)}.$$

Принимая малую постоянную времени объекта управления T_μ в качестве некомпенсируемой постоянной времени оптимизируемого контура, определим из записанного равенства передаточную функцию регулятора

$$W_p(p) = \frac{T_o}{2T_\mu k_{oy} k_d}. \quad (4.19)$$

Как следует из передаточной функции, регулятор осуществляет закон П-регулирования и, следовательно, оптимизированный контур обладает астатизмом первого порядка по отношению управляющего воздействия и не обладает астатизмом относительно возмущающего воздействия f . При необходимости иметь астатизм по возмущающему воздействию следует оптимизировать контур на СО. В этом случае надо записать следующее равенство

$$W_{\text{раз}}(p) = W_p(p) \frac{k_{oy} k_d}{(T_\mu p + 1) T_o p} = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)}. \quad (4.20)$$

Определим из записанного равенства передаточную функцию регулятора

$$W_p(p) = \frac{T_o}{2T_\mu k_{oy} k_d} \frac{4T_\mu p + 1}{4T_\mu p} = k_p \frac{4T_\mu p + 1}{4T_\mu p}. \quad (4.21)$$

Как следует из передаточной функции, регулятор осуществляет закон ПИ-регулирования и, следовательно, оптимизированный контур обладает астатизмом первого порядка по отношению управляющего и возмущающего воздействий.

4.2. Синтез систем стабилизации скорости ДПТ с подчиненным регулированием координат

Наибольшее распространение среди систем управления скоростью двигателя постоянного получили системы, в которых скорость регулируется изменением напряжения за счет управляемого силового преобразователя при подчиненном контуре регулирования тока якоря двигателя. Функциональная схема системы подчиненного регулирования скорости двигателя постоянного тока (ДПТ) с отрицательной обратной связью по скорости представлена на рис. 4.6. Схема состоит из ДПТ с независимым возбуждением M , питающегося от тиристорного (ТП) или широтно-импульсного (ШИП) силового преобразователя U , регуляторов тока и скорости, выполненных на операционных усилителях $A2$ и $A1$, а также датчиков тока UA и скорости BR (тахогенератора). ДПТ совместно с тиристорным преобразователем и системой импульсно-фазового управления (СИФУ) или с широтно-импульсным

Исполнительные устройства систем управления

преобразователем и широтно-импульсным модулятором (ШИМ) представляет собой объект управления. На вход СИФУ или ШИМ подается напряжение управление U_y с выхода регулятора тока (РТ), настраиваемого на технический оптимум [8].

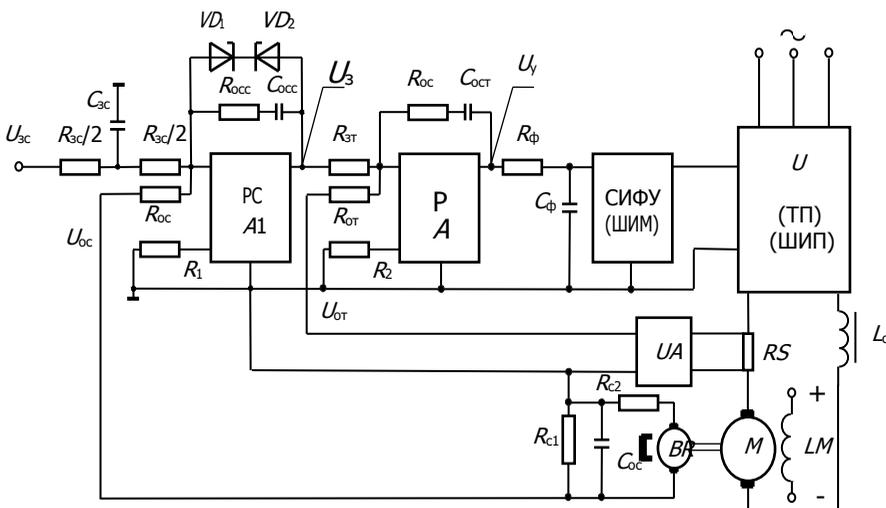


Рис.4.6. Функциональная схема системы подчиненного регулирования скорости ДПТ

Система управления электропривода содержит два контура регулирования: внутренний контур регулирования тока якоря и внешний контур регулирования скорости.

Внутренний контур тока включает в себя силовую часть электропривода с выходом по току якоря I_a , цепь отрицательной обратной связи по току якоря и регулятор тока РТ. На входе РТ алгебраически суммируются сигналы $U_{\text{СТ}}$ и $U_{\text{ОТ}}$, представляющие собой выходные напряжения соответственно регулятора скорости (РС) и датчика тока UA . На вход датчика тока приходит напряжение с шунта RS , пропорциональное току якорной цепи двигателя. Выходное напряжение РС ограничено с помощью стабилитронов VD_{1-2} на уровне, определяющем предельно допустимый ток якоря двигателя I_{max} .

Контур скорости ДПТ включает в себя замкнутый контур регулирования тока, механическую часть электропривода, цепь отрицательной обратной связи по скорости, состоящей из тахогенератора BR с резистивным делителем напряжения и сглаживающим фильтром (R_{c1} , R_{c1} и C_{oc}), а также регулятор скорости РС. На

Исполнительные устройства систем управления

входе РС сравниваются напряжение задания скорости $U_{зс}$, подаваемое с выхода задающего устройства, и напряжение обратной связи по скорости $U_{бс}$, поступающее от тахогенератора BR .

Регулятор скорости может настраиваться на модульный либо симметричный оптимум, выбор метода оптимизации зависит от требований к жесткости механических характеристик электропривода.

При настройке контура скорости на модульный оптимум используется пропорциональный регулятор скорости (П-регулятор). Система относительно основного возмущения (момента нагрузки) в этом случае является статической. Статическое отклонение скорости $\Delta\omega_c$ может быть соизмеримым со статическим отклонением скорости $\Delta\omega_p$ разомкнутой системы. Такое отклонение скорости может оказаться неприемлемым при большом диапазоне регулирования.

При настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум [20] система становится астатической относительно возмущающего воздействия. Отклонение скорости от заданного значения для такой системы в установившемся режиме независимо от нагрузки равно нулю.

Рассмотрим структурную схему электропривода постоянного тока, представленную на рис.4.7.

Исполнительные устройства систем управления

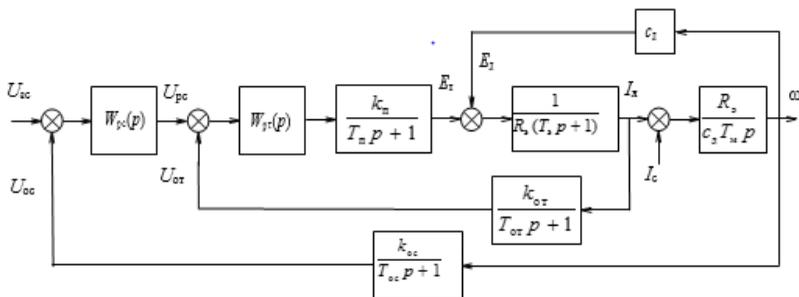


Рис.4.7. Структурная схема электропривода с подчиненным регулированием тока и скорости

Она построена при следующих допущениях: характеристика управления силовым преобразователем линейна; ток якорной цепи двигателя непрерывный; момент инерции, приведенный к валу двигателя, постоянен; учитывается инерционность датчиков тока и скорости. На схеме приняты следующие обозначения: k_n - коэффициент усиления силового преобразователя; T_n - постоянная времени цепи управления силового преобразователя с учетом коммутационных запаздываний и наличия фильтров; $k_{от}$ - коэффициент обратной связи по току с учетом коэффициента приведения регулятора тока; $k_{ос}$ - коэффициент обратной связи по скорости с учетом коэффициента приведения регулятора скорости; $T_{от}$ - постоянная времени фильтра, установленного на выходе датчика тока (при его наличии); $T_{ос}$ - постоянная времени фильтра, установленного на выходе датчика скорости (при его наличии); T_s - электромагнитная постоянная времени якорной цепи; T_m - электромеханическая постоянная времени двигателя; C_d - коэффициент пропорциональности ЭДС двигателя скорости вращения его якоря; $W_{rc}(p)$, $W_{rt}(p)$ - передаточные функции соответственно регуляторов скорости и тока.

В рассматриваемой структурной схеме имеются два контура - внутренний контур тока и внешний контур скорости. Однако данная структура не соответствует классической структуре подчиненного регулирования из-за наличия дополнительной связи по ЭДС двигателя. Поэтому с целью упрощения синтеза регулятора тока пренебрежем влиянием внутренней обратной связи по ЭДС двигателя. Такое предположение возможно, так как обычно за время переходного процесса в оптимизированном контуре тока скорость двигателя меняется незначительно и влияние внутрен-

Исполнительные устройства систем управления

ней обратной связи по ЭДС на контур тока незначительно. Возможность исключения обратной связи по ЭДС определяется выполнением условия $T_m > T_3$. В этом случае структурная схема разомкнутого контура тока приобретет следующий вид (рис.4.8).

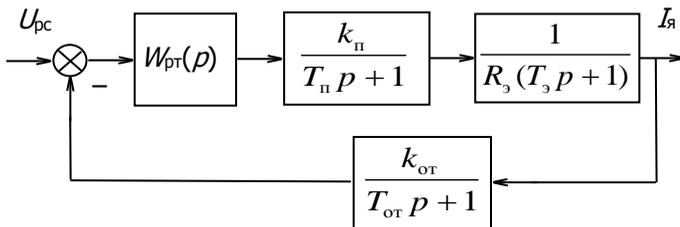


Рис. 4.8. Структурная схема упрощенного контура тока

Согласно рассмотренной выше методике оптимизации преобразуем структурную схему контура тока к единичному коэффициенту обратной связи по току. Кроме того, на основе анализа величин постоянных времени звеньев необходимо выбрать некомпенсируемую постоянную времени данного контура.

Если инерционность обратной связи по току отсутствует, то в качестве $T_{п}$ принимается постоянная времени силового преобразователя T_m , и преобразованная структурная схема контура тока примет вид (рис.4.9).

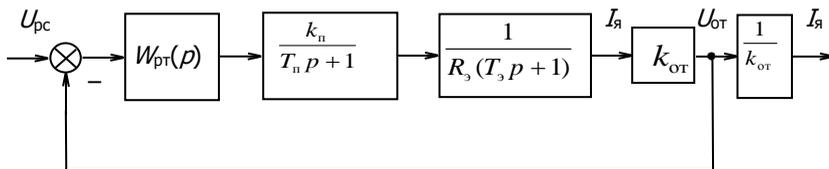


Рис.4.9. Преобразованная структурная схема контура тока

Осуществим оптимизацию контура тока на модульный оптимум, так как именно он обеспечивает наибольшее быстродействие при малом перерегулировании. Кроме того, настройка на МО придает контуру астатические свойства по отношению возмущающих факторов, действующих на силовой преобразователь.

Передаточную функцию регулятора тока находим из равенства передаточных функций разомкнутого контура тока и желаемой для оптимизированного контура (4.9)

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{пр}}(p) \frac{k_{\text{п}} k_{\text{от}}}{R_3 (T_3 p + 1)(T_{\text{п}} p + 1)} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}. \quad (4.22)$$

Разрешая полученное равенство относительно передаточной функции регулятора тока с учетом равенства $T_{\text{п}} = T_{\mu}$, получаем

$$W_{\text{пр}}(p) = \frac{(T_3 p + 1) R_3}{2T_{\mu} k_{\text{п}} k_{\text{от}} p} = \frac{T_3 p + 1}{T_{\text{ит}} p}, \quad (4.23)$$

где $T_{\text{ит}} = \frac{2T_{\mu} k_{\text{п}} k_{\text{от}}}{R_3}$ - постоянная времени интегрирования регулятора тока.

Из передаточной функции регулятора тока видно, что в его составе имеется форсирующее звено $T_3 p + 1$, которое компенсирует действие аperiodического звена объекта управления $\frac{1}{T_3 p + 1}$.

Если имеются фильтры в цепях обратных связей по току и скорости, то некомпенсируемую постоянную времени определяют по формуле:

$$T_{\mu} = \frac{1}{2} \left(T_{\text{п}} + T_{\text{пк}} + T_{\text{ос}} + \sqrt{(T_{\text{пк}} + T_{\text{ос}})^2 + T_{\text{ос}}^2} \right), \quad (4.24)$$

где $T_{\text{пк}}$ - сумма постоянных времени (некомпенсируемых) инерционных звеньев в прямом канале; $T_{\text{ос}}$ - сумма постоянных времени фильтров в цепях обратных связей.

С учетом сказанного преобразованная структурная схема контура тока примет вид (рис.4.10).

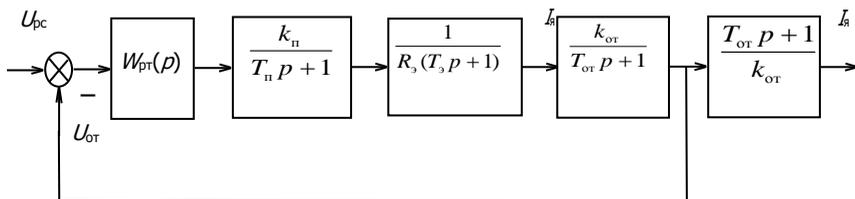


Рис.4.10. Преобразованная структурная схема контура тока

Передаточную функцию регулятора тока находим также из равенства передаточных функций разомкнутого контура тока и желаемой для оптимизированного контура (4.9)

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{пр}}(p) \frac{k_{\text{п}} k_{\text{от}}}{R_3 (T_3 p + 1)(T_{\text{п}} p + 1)(T_{\text{от}} p + 1)} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}. \quad (4.25)$$

Разрешая полученное равенство относительно передаточной функции регулятора тока с учетом равенства $T_{\text{п}} = T_{\mu}$, получаем

$$W_{\text{пр}}(p) = \frac{(T_3 p + 1)(T_{\text{от}} p + 1)R_3}{2T_{\mu} k_{\text{п}} k_{\text{от}} p} = \frac{(T_3 p + 1)(T_{\text{от}} p + 1)}{T_{\text{ит}} p}, \quad (4.26)$$

где $T_{\text{ит}} = \frac{2T_{\mu} k_{\text{п}} k_{\text{от}}}{R_3}$ - постоянная времени интегрирования регулятора тока.

При практической реализации постоянной времени $T_{\text{от}}$ пренебрегают в связи с ее малостью (0,002...0,006 с).

Замкнутый оптимизированный контур тока без фильтра в обратной связи по току, исходя из структурной схемы (см. рис.4.9), имеет передаточную функцию относительно управляющего воздействия

$$W_{\text{зам}}(p) = \frac{1}{k_{\text{от}}} \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1} = \frac{1}{k_{\text{от}}} \frac{1}{D_{\text{т}}(p)}, \quad (4.27)$$

где $D_{\text{т}}(p) = 2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1$ - характеристический полином передаточной функции замкнутого контура тока, настроенного на МО.

При наличии фильтра в обратной связи по току передаточная функция замкнутого контура тока отличается наличием форсирующего звена

$$W_{\text{зам}}(p) = \frac{1}{k_{\text{от}}} \frac{T_{\text{от}} p + 1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1} = \frac{1}{k_{\text{от}}} \frac{T_{\text{от}} p + 1}{D_{\text{т}}(p)}. \quad (4.28)$$

Из-за действия ЭДС двигателя оптимизированный без учета этого действия контур тока не является астатическим. При подаче на вход контура ступенчатого задающего воздействия $U_{\text{ст}}$ устанавливается постоянное значение тока якоря

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{ст}}}{k_{\text{от}} \left(1 + \frac{2T_{\mu}}{T_{\text{м}}}\right)} = \frac{I_{\text{ст}}}{\left(1 + \frac{2T_{\mu}}{T_{\text{м}}}\right)}, \quad (4.29)$$

которое оказывается в $1 + \frac{2T_{\mu}}{T_{\text{м}}}$ раз меньше заданного значения

Исполнительные устройства систем управления

$$\text{тока } I_3 = \frac{U_{зг}}{k_{от}}.$$

Для компенсации влияния ЭДС двигателя на установившееся значение тока якоря вводят в структуру привода положительную обратную связь по скорости на вход силового преобразователя, используя для ее реализации напряжение обратной связи тахогенератора.

Считая в дальнейшем, что условия пренебрежения влиянием обратной связи по ЭДС двигателя выполняются, заменим передаточную функцию замкнутого контура тока приближенной:

$$W_{зам}(p) \approx \frac{1}{k_{от}} \frac{1}{2T_{\mu}p + 1}. \quad (4.30)$$

Для реализации ПИ-регулятора тока используются операционные усилители за счет охвата их отрицательной частотно-зависимой обратной связью. На основе схемы регулятора тока (см. рис.4.6) составим его передаточную функцию, выраженную через параметры электрических цепей: входной и обратной связи

$$W_{пт}(p) = \frac{R_{ост}C_{ост}p + 1}{R_{от}C_{ост}p}.$$

Сравнивая записанную передаточную функцию с передаточной функцией, полученной на основе динамической оптимизации, получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} R_{ост}C_{ост} &= T_3; \\ R_{зг}C_{ост} &= T_{ит} = \frac{2T_{\mu}k_{п}k_{от}}{R_3}; \\ k_{от} &= k_{дт} \frac{R_{зг}}{R_{от}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

где $k_{пр} = \frac{R_{зг}}{R_{от}} = \frac{U_{зг \max}}{k_{дт} I_{\max}}$ - коэффициент приведения сигнала об-

ратной связи по току к задающему сигналу; $U_{зг \max}$ - максимальное задающее напряжение контура тока (принимается 8...10 В); I_{\max} - максимально допустимая величина тока якоря (принимается 2...2,5 $I_{н}$); $k_{дт}$ - коэффициент передачи датчика тока якоря.

Определив величину коэффициента приведения, задаемся

Исполнительные устройства систем управления

величиной емкости конденсатора $C_{\text{ост}}$ в пределах 0,5...3,0 мкФ и находим величины резисторов

$$R_{\text{ост}} = \frac{T_3}{C_{\text{ост}}}; \quad R_{3T} = \frac{2T_{\mu} k_{\text{п}} k_{\text{от}}}{R_3 C_{\text{ост}}}; \quad R_{\text{от}} = \frac{R_{3T}}{k_{\text{пр}}}.$$

Осуществим оптимизацию контура скорости, при этом учтем, настройка регулятора скорости на модульный оптимум позволяет получить диапазон регулирования скорости до 50 при сравнительно невысокой точности регулирования, однако электропривод обладает хорошими динамическими свойствами. Составим структурную схему контура скорости, включив в него упрощенную передаточную функцию замкнутого контура тока (рис. 4.11).

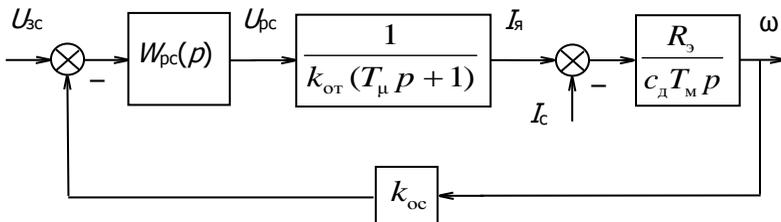


Рис.4.11. Структурная схема замкнутого контура скорости

Приведем структурную схему к единичной обратной связи по скорости, запишем передаточную функцию разомкнутого контура скорости и приравняем к желаемой передаточной функции оптимизированного на МО контура, в результате получим уравнение:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{pc}}(p) \frac{k_{\text{oc}} R_3}{k_{\text{от}} (2T_{\mu} p + 1) c_d T_m p} = \frac{1}{2T'_{\mu} p (T'_{\mu} p + 1)}, \text{ где } T'_{\mu} -$$

некомпенсируемая постоянная времени контура скорости. Принимая $T'_{\mu} = 2T_{\mu}$, находим передаточную функцию регулятора скорости

$$W_{\text{pc}}(p) = \frac{k_{\text{от}} c_d T_m}{4T_{\mu} k_{\text{oc}} R_3} = k_{\text{pc}}. \quad (4.32)$$

Таким образом, видно, что для настройки контура скорости на МО следует применить П-регулятор. Передаточная функция замкнутого контура скорости по управляющему воздействию име-

Исполнительные устройства систем управления

ет следующий вид

$$W_{зс}(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta U_3} = \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{4T_{\mu} p(2T_{\mu} p + 1) + 1} = \frac{1}{k_{ос}} \frac{1}{D_c(p)}, \quad (4.33)$$

где $D(p) = 8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1$ - характеристический полином передаточной функция замкнутого контура скорости.

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущающему воздействию (статическому току) равна

$$W_{зсf}(p) = -\frac{\Delta\omega_c}{\Delta I_c} = -\frac{4T_{\mu} R_3}{c_d T_M} \frac{2T_{\mu} p + 1}{D_c(p)}. \quad (4.34)$$

Определим установившиеся значения скорости, если задающее и возмущающее воздействия изменяются ступенчато. Для этого воспользуемся предельной теоремой Лапласа

$$\Delta\omega = \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{1}{p} \Delta U_3 p W_{зс}(p) \right) = \frac{\Delta U_3}{k_{ос}},$$

$$\Delta\omega_c = \lim_{p \rightarrow 0} \left(-\frac{1}{p} \Delta I_c p W_{зсf}(p) \right) = -\frac{4T_{\mu} R_3}{T_M c_d} \Delta I_c, \quad \text{где } \Delta\omega_c - \text{паде-}$$

ние частоты вращения якоря в замкнутой системе регулирования скорости за счет увеличения статического тока ΔI_c .

Полученные результаты свидетельствуют о том, что контур скорости, настроенный на МО, является астатическим по отношению к управляющему воздействию ΔU_3 и не обладает астатизмом по отношению к основному возмущающему воздействию ΔI_c .

Для реализации П-регулятора скорости на операционном усилителе необходимо исключить конденсатор $C_{осс}$, показанный на рис.4.6. Расчет величин резисторов нужно произвести на основе следующей системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_{осс}}{R_{зс}} &= \frac{k_{от} c_d T_M}{4T_{\mu} R_3 k_{ос}}; \\ k_{ос} &= k_{дс} \frac{R_{зс}}{R_{ос}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

где $k_{пр} = \frac{R_{зс}}{R_{ос}} = \frac{U_{зс \max}}{k_{дс} \omega_{\max}}$ - коэффициент приведения сигнала

обратной связи по скорости к задающему сигналу; $U_{зс \max}$ - максимальное задающее напряжение контура скорости (принимается

Исполнительные устройства систем управления

8...10 В); ω_{\max} - максимально допустимая величина скорости (принимается $\frac{U_n}{c_d}$, где U_n - номинальное напряжение двигателя); $k_{дс}$ - коэффициент передачи датчика скорости (тахогенератора).

Если по техническим требованиям необходимо реализовать систему регулирования скорости с большим диапазоном регулирования скорости, то контур скорости настраивают на СО. При этом контур тока, как обычно, настраивается на МО. Расчетная структурная схема контура скорости приведена на рис. 4.11.

Приведем, как и выше, структурную схему к единичной обратной связи по скорости, запишем передаточную функцию разомкнутого контура скорости и приравняем к желаемой передаточной функции оптимизированного на МО контура, в результате получим уравнение:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{рс}}(p) \frac{k_{\text{ос}} R_3}{k_{\text{от}} (2T_{\mu} p + 1) c_d T_M p} = \frac{4T_{\mu}' p + 1}{4T_{\mu}' p} \frac{1}{2T_{\mu}' p (T_{\mu}' p + 1)}, \quad (4.36)$$

), где T_{μ}' - некомпенсируемая постоянная времени контура скорости. Принимая $T_{\mu}' = 2T_{\mu}$, находим передаточную функцию регулятора скорости

$$W_{\text{рс}}(p) = \frac{k_{\text{от}} c_d T_M}{4T_{\mu} k_{\text{ос}} R_3} \frac{8T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu} p} = \frac{8T_{\mu} p + 1}{T_{\text{ис}} p}, \quad (4.37)$$

где $T_{\text{ис}} = \frac{32T_{\mu}^2 k_{\text{ос}} R_3}{k_{\text{от}} c_d T_M}$ - постоянная интегрирования регулятора контура скорости.

Таким образом, видно, что для настройки контура скорости на СО следует применить ПИ-регулятор. Передаточная функция замкнутого контура скорости по управляющему воздействию имеет следующий вид

$$W_{\text{зс}}(p) = \frac{\Delta \omega}{\Delta U_3} = \frac{1}{k_{\text{ос}} 32T_{\mu}^2 p^2 (2T_{\mu} p + 1) + 8T_{\mu} p + 1} = \frac{1}{k_{\text{ос}}} \frac{8T_{\mu} p + 1}{D_c(p)}, \quad (4.38)$$

где $D_c(p) = 64T_{\mu}^3 p^3 + 32T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1$ - характеристический полином передаточной функция замкнутого контура скорости.

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущающему воздействию (статическому току) равна

Исполнительные устройства систем управления

$$W_{зсф}(p) = -\frac{\Delta\omega_c}{\Delta I_c} = -\frac{32T_\mu^2 p R_3}{c_d T_M} \frac{2T_\mu p + 1}{D_c(p)}. \quad (4.39)$$

Определим установившиеся значения скорости, если задающее и возмущающее воздействия изменяются ступенчато. Для этого воспользуемся предельной теоремой Лапласа

$$\Delta\omega = \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{1}{p} \Delta U_3 p W_{зс}(p) \right) = \frac{\Delta U_3}{k_{oc}},$$

$$\Delta\omega_c = \lim_{p \rightarrow 0} \left(-\frac{1}{p} \Delta I_c p W_{зсф}(p) \right) = 0, \text{ где } \Delta\omega_c - \text{падение частоты вращения}$$

якоря в замкнутой системе регулирования скорости за счет увеличения статического тока ΔI_c .

Так как $\Delta\omega_c$ стремится к нулю, то это свидетельствует, что контур скорости обладает астатизмом относительно основного возмущающего воздействия.

Для улучшения переходной функции по управлению рекомендуется на задающем входе включать компенсирующее апериодическое звено (фильтр) с передаточной функцией

$$W_\phi(p) = \frac{1}{8T_\mu p + 1}.$$

В этом случае качество переходного процесса по возмущению остаются прежними, так как фильтр находится вне контура регулирования скорости.

Для реализации ПИ-регулятора скорости на операционном усилителе используем его схему, показанную на рис. 4.6. Расчет величин резисторов и емкости конденсатора нужно произвести на основе следующей системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} R_{occ} C_{occ} &= 8T_\mu; \\ R_{зс} C_{occ} &= \frac{32T_\mu^2 R_3 k_{oc}}{k_{от} c_d T_M}; \\ k_{oc} &= k_{дс} \frac{R_{зс}}{R_{oc}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.40)$$

где $k_{пр} = \frac{R_{зс}}{R_{oc}} = \frac{U_{зс \max}}{k_{дс} \omega_{\max}}$ - коэффициент приведения сигнала

Исполнительные устройства систем управления

обратной связи по скорости к задающему сигналу; $U_{зс\max}$ - максимальное задающее напряжение контура скорости (принимается 8...10 В); ω_{\max} - максимально допустимая величина скорости (принимается $\frac{U_H}{c_d}$, где U_H - номинальное напряжение двигателя); $k_{дс}$ - коэффициент передачи датчика скорости (тахогенератора).

Определив величину коэффициента приведения, задаемся величиной емкости конденсатора $C_{осц}$ в пределах 0,5...3,0 мкФ и находим величины резисторов

$$R_{осц} = \frac{8T_{\mu}}{C_{осц}}; \quad R_{зс} = \frac{32T_{\mu}^2 R_{з} k_{ос}}{k_{от} c_d T_M C_{осц}}; \quad R_{ос} = \frac{R_{зс}}{k_{пр}}$$

4.3. Синтез системы двухзонного регулирования скорости двигателя постоянного тока

Двухзонная система регулирования скорости широко применяется для двигателей привода главного движения металлорежущими станками. Она построена таким образом, что регулирование до основной скорости производится при полном потоке возбуждения двигателя. При скорости выше номинальной регулирование осуществляется изменением тока возбуждения при поддержании номинальной ЭДС [4].

Система регулирования может быть разбита на две части: систему регулирования скорости, содержащую внутренний контур регулирования тока якоря и внешний контур регулирования скорости, и систему регулирования ЭДС, управляющую потоком возбуждением двигателя.

Функциональная схема регулирования двухзонной системы представлена на рис.4.12. Так как система регулирования скорости ДПТ, работающая при постоянном магнитном потоке, аналогична ранее рассмотренным системам, то основное внимание уделим системе регулирования ЭДС при изменении магнитного потока. Обмотка возбуждения LM двигателя питается от тиристорного возбудителя ТПВ. Система регулирования ЭДС включает в себя подчиненный контур регулирования тока возбуждения с регулятором РТВ. Этот контур замкнут по выходному напряжению

Исполнительные устройства систем управления

датчика тока возбуждения $UA2$, причем на входе РТВ по каналу обратной связи предусмотрен фильтр с постоянной времени T_{BT} , образованный резисторами $R_{ТВ}/2$ и конденсатором $C_{ТВ}$. Входным сигналом для контура тока возбуждения является выходное напряжение регулятора ЭДС. Последнее ограничено с помощью стабилитронов VD_3 и VD_4 до значения задающего напряжения $U_{ЭТВ \max}$, соответствующего номинальному току возбуждения. На входе регулятора ЭДС РЭ сравниваются постоянное значение задающего напряжения $U_{зз}$ с напряжением датчика ЭДС.

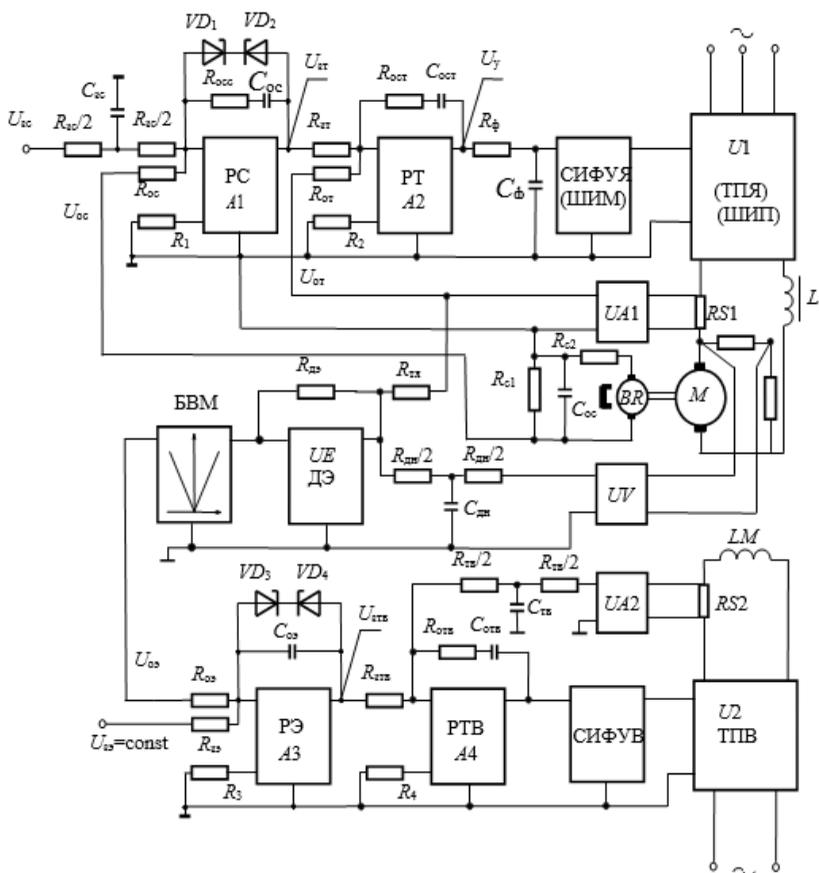


Рис.4.12. Функциональная схема двухзонной системы регулирования скорости двигателя постоянного тока

Исполнительные устройства систем управления

Датчик ЭДС представляет собой суммирующий усилитель, на один вход которого через фильтр, состоящий из двух резисторов $R_{дн} / 2$ и конденсатора $C_{дн}$, подается напряжение $U_{дн}$ датчика напряжения (U), а на второй - с резистором $R_{дт}$ поступает напряжение с датчика тока якоря U_A . Напряжение на выходе усилителя датчика ЭДС $U_{дэ}$ равно:

$$U_{дэ} = \frac{R_{дэ} k_{дн} U_{я}}{R_{дн} (T_{дэ} p + 1)} - \frac{R_{дэ}}{R_{дт}} k_{дт} I_{я};$$

$$U_{дэ} = \frac{R_{дэ} k_{дн}}{R_{дн}} \frac{U_{я} - \frac{k_{дт} R_{дн}}{k_{дн} R_{дт}} I_{я}}{T_{дэ} p + 1},$$

, где $U_{дн}$ - напряжение с

датчика напряжения; $U_{дт}$ - напряжение с датчика тока яко-

ря; $T_{дэ} = \frac{R_{дн} C_{дн}}{4}$ - постоянная времени фильтра, равная $T_{э}$, $k_{дн}$,

$k_{дт}$ - соответственно коэффициенты передач датчиков напряжения и тока якоря.

Выбрав $R_{дн} k_{дт} / (R_{дт} k_{дн}) = R_{э}$ и обозначив $R_{дэ} k_{дн} / R_{дн} = k_{дэ}$, запишем выходное напряжение суммирующего усилителя

$$U_{дэ} = \frac{k_{дэ}}{T_{дэ} p + 1} E.$$

На выходе датчика ЭДС установлен блок выделения модуля $U_{дэ}$, так как при реверсе двигателя напряжением на якоре сигнал на входе регулятора ЭДС РЭ не должен изменять своего знака.

Структурная схема двухзонной системы регулирования скорости ДПТ приведена на рис.4.13.

Исполнительные устройства систем управления

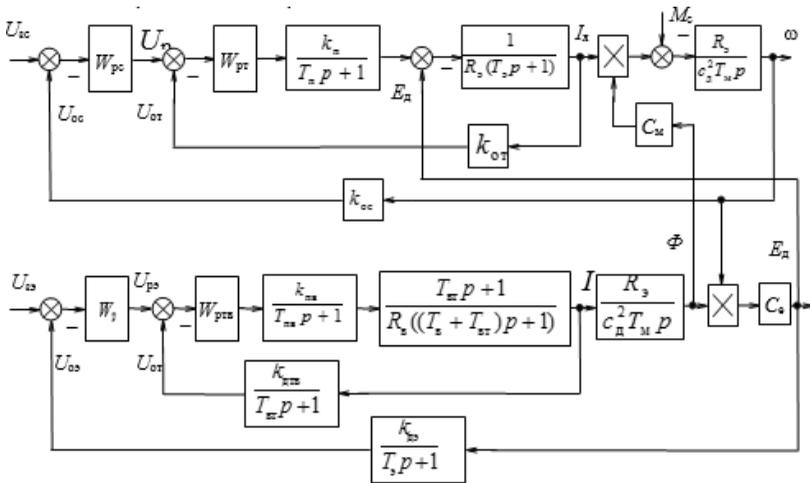


Рис.4.13. Структурная схема двухзонной системы регулирования скорости ДПТ

Передаточные функции между моментом и током якоря, а также между ЭДС двигателя и его скоростью зависят от магнитного потока двигателя. Этот факт отражен введением в структурную схему двухзонной системы функций произведения между указанными переменными.

Передаточная функция тиристорного преобразователя, питающего обмотку возбуждения двигателя

$$W_{ПВ}(p) = \frac{k_{ПВ}}{T_{ПВ} p + 1}, \quad \text{где } k_{ПВ} \text{ - передаточный коэффициент}$$

тиристорного возбудителя; $T_{ПВ}$ - суммарная постоянная времени цепи управления тиристорным возбудителем.

Передаточная функция между выходной ЭДС тиристорного возбудителя и током обмотки возбуждения двигателя с учетом вихревых токов в стали его магнитопровода и без учета потока рассеяния

$$W_{ВТ}(p) = \frac{T_{ВТ} p + 1}{R_{В} ((T_{В} + T_{ВТ}) p + 1)}, \quad (4.40)$$

где $T_{В}$ - электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения; $T_{ВТ}$ - электромагнитная постоянная времени фиктивной короткозамкнутой обмотки, учитывающей влияние вихревых токов, наводящихся в полюсах и станине двигателя при быстрых изменениях в них магнитного потока

Исполнительные устройства систем управления

$(T_{\text{BT}} \approx (0,06 \dots 0,2)T_{\text{B}})$; наибольшее значения имеют двигатели с нешихтованными станинами); R_{B} - суммарное сопротивление цепи обмотки возбуждения двигателя, включая эквивалентное сопротивление силовой цепи тиристорного возбудителя.

Передаточная функция между током обмотки возбуждения двигателя и магнитным потоком

$$W_{\Phi}(p) = \frac{k_{\Phi}}{T_{\text{BT}} p + 1}, \text{ где } k_{\Phi} - \text{коэффициент взаимосвязи между}$$

приращением тока и потока возбуждения двигателя по кривой намагничивания, представляющий собой тангенс угла наклона касательной к кривой намагничивания в рабочей точке.

Система двухзонного регулирования скорости в соответствии с рис.3.6 существенно нелинейная, так как содержит в себе функции произведения переменных, а также нелинейность кривой намагничивания двигателя. Нелинейными могут быть и характеристики управления тиристорных преобразователей ТПЯ и ТПВ. Поэтому для синтеза таких систем необходимо подвергнуть их линеаризации в рабочих точках их нелинейностей.

Структурная схема линеаризованного контура регулирования ЭДС двигателя приведена (см. рис.3.6).

Передаточные функции регуляторов рассчитываются по общей методике систем подчиненного регулирования. Не приводя промежуточных преобразований настройки на МО контура регулирования тока возбуждения двигателя, запишем передаточную функцию регулятора тока возбуждения

$$W_{\text{РТВ}}(p) = \frac{(T_{\text{BT}} + T_{\text{B}}) p + 1}{2T_{\text{ПВ}} \frac{k_{\text{ПВ}} k_{\text{ТВ}}}{R_{\text{B}}} p}. \quad (4.41)$$

Постоянная времени обмотки возбуждения T_{B} рассчитывается для минимального значения потока Φ_{min} . Постоянная времени тиристорного преобразователя обмотки возбуждения $T_{\text{П}}$ принимается в качестве некомпенсируемой малой постоянной времени T_{μ} . Передаточный коэффициент обратной связи по току возбуждения определяется с учетом коэффициента приведения сигнала обратной связи по току возбуждения

$$k_{\text{ТВ}} = k_{\text{ДТВ}} \frac{R_{\text{ЭТВ}}}{R_{\text{ТВ}}}, \text{ где } k_{\text{ДТВ}} - \text{передаточный коэффициент дат}$$

Исполнительные устройства систем управления

чика тока возбуждения.

Регулятор тока возбуждения имеет структуру ПИ-регулятора и может быть реализован на операционном усилителе.

Настройку контура регулирования ЭДС также выполним на МО, что приводит к передаточной функции регулятора ЭДС РЭ следующего вида

$$W_{pэ}(p) = \frac{1}{\frac{2(2T_{пв} + T_{э})k_{\phi}C_e\omega k_{э}}{k_{тв}} p}, \quad (4.42)$$

где $k_{\phi} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_{в}}$ - коэффициент передачи цепи магнитного потока;

$C_e = \frac{c_{д}}{\Phi_{н}}$ - конструктивный коэффициент двигателя; ω – скорость

двигателя; $k_{э} = k_{дэ} \frac{R_{зэ}}{R_{оэ}}$ - коэффициент обратной связи по ЭДС с

учетом коэффициент приведения.

Так как контур ЭДС содержит нелинейные звенья, то необходимо выбрать значения коэффициента k_{ϕ} и скорости двигателя ω для расчета параметров регулятора ЭДС. Рекомендуется k_{ϕ} принимать постоянным, соответствующим линейному участку кривой намагничивания, а скорость $\omega = \omega_{\max}$.

Следует отметить, что при уменьшении магнитного потока относительно номинального значения $\Phi_{ном}$ происходит увеличение электрохимической постоянной времени $T_{м}$, вызывающей отклонение оптимальной настройки регулятора скорости во 2-й зоне. Рекомендуется производить настройку регулятора скорости при номинальном потоке $\Phi_{ном}$.

Пример расчета 1. Рассчитать параметры подчиненного контуров регулирования момента и внешнего контура скорости в системе тиристорный преобразователь - высокомоментный двигатель постоянного тока.

Исходные данные двигателя типа К7716: $M_{ном} = 20,7$ Нм, $U_{ном} = 67$ В, $I_{ном} = 33$ А, $n_{ном} = 1000$ об/мин, кратность пускового тока $\lambda = 3$, $n_{\max} = 2000$ об/мин, $U_{\max} = 134$ В, суммарное сопротивление якоря $R_{я} = 0,128$ Ом, индуктивность цепи якоря $L_{я} = 0,5$ мГн, приведенный момент инерции $J = 0,0447$ кг·м².

Для питания двигателя используется реверсивный тири-

Исполнительные устройства систем управления

сторный преобразователь, выполненный по трехфазной мостовой схеме с согласованным управлением и имеющий следующие данные: $U_{ном}=140$ В, $I_{ном}=100$ А, суммарное сопротивление фазы трансформатора силового преобразователя $R_T=0,13$ Ом, индуктивность фазы трансформатора $L_T=0,0413$ мГн, расчетная индуктивность уравнивающего дросселя $L_Y=5,72$ мГн, максимальное напряжение управления в выпрямительном режиме $U_{max}=5$ В.

При постоянстве магнитного потока $\Phi=\Phi_{ном}$ у высокомоментных двигателей постоянного тока момент $M_{д} = c_{д} I_{я}$, поэтому практически для регулирования момента используется жесткая обратная связь по току якоря.

Структурная схема системы регулирования подчиненного регулирования тока приведена на рис. 4.7. Определим параметры силовых элементов схемы:

- эквивалентное сопротивление якорной цепи

$$R_s = R'_я + 2R_T + R_Y + R_K, \text{ где } R'_я = R_я [1 + \alpha(\theta_1 - \theta_2)];$$

α - температурный коэффициент увеличения сопротивления; θ_1, θ_2 - соответственно температура нагрева обмоток двигателя и температура, при которой измерено сопротивление якоря; сопротивление уравнивающего дросселя примем $R_Y = 0,1$ Ом; коммутационное сопротивление преобразователя

$$R_K = \frac{m_2 X_T}{2\pi}, \text{ где } m_2 - \text{пульсность силового преобразователя;}$$

$X_T = R_T$ - индуктивное сопротивление фазы трансформатора.

Используя исходные данные, вычислим эквивалентное сопротивление

$$R_s = 0,128 \cdot [1 + 0,004(90 - 15)] + 2 \cdot 0,13 + 0,1 + \frac{6 \cdot 0,13}{2 \cdot 3,14} = 0,651 \text{ Ом;}$$

- эквивалентная индуктивность якорной цепи

$$L_s = L_я + 2L_T + L_Y.$$

Подставляя численные значения, находим

$$L_s = 0,58 + 2 \cdot 0,413 + 5,72 = 7,126 \text{ мГн;}$$

- электромагнитная постоянная времени

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{7,126 \cdot 10^{-3}}{0,651} = 0,011 \text{ с;}$$

- конструктивная постоянная двигателя

Исполнительные устройства систем управления

$$c_d = \frac{U_H - I_H R'_я}{\omega_H},$$

где $\omega_H = \frac{\pi n_H}{30}$, подставляя численные значения, находим

$$\omega_H = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ с}^{-1},$$

$$c_d = \frac{67 - 33 \cdot 0,1664}{104,7} = 0,587;$$

- электромеханическая постоянная времени

$$T_M = \frac{J R_3}{c_d^2} = \frac{0,0447 \cdot 0,651}{0,587^2} = 0,0958 \text{ с};$$

- коэффициент передачи линеаризованной характеристики тиристорного преобразователя

$$k_H = \frac{U_{2\phi}}{k_e U_{y\max}} = \frac{76}{0,427 \cdot 5} = 35,6;$$

- постоянная времени тиристорного преобразователя

$$T_H = T_\phi + \frac{1}{2mf_c}, \text{ где } T_\phi = 0,003 \dots 0,005 \text{ с} - \text{ постоянная вре-}$$

мени фильтра на входе системы импульсно-фазового управления, $f_c = 50 \text{ Гц}$ - частота силовой сети.

Таким образом

$$T_H = T_\phi + \frac{1}{2 \cdot 6 \cdot 50} = 0,0047 \text{ с}.$$

Выполним динамический расчет контура тока при его настройке на МО и пренебрежении влиянием противо-ЭДС двигателя. В соответствии с расчетом $T_3 = 0,011 \text{ с}$. Передаточные функции объекта регулирования контура тока равны

$$W_{\text{орт}}(p) = \frac{\frac{k_H k_T}{R_3}}{(1 + T_\mu p)(1 + T_3 p)} \text{ и регулятора тока -}$$

$$W_{\text{рт}}(p) = \frac{T_3 p + 1}{T_H p}, \text{ где } T_H = \frac{k_H k_T}{R_3} 2T_\mu.$$

В качестве некомпенсируемой малой постоянной времени T_μ

Исполнительные устройства систем управления

примем постоянную времени преобразователя T_{Π} .

На основе равенства полученной передаточной функции регулятора тока и передаточной функции охваченного частотно-зависимой обратной связью усилителя $A2$ (см. рис.4.6), реализующего регулятор тока, запишем следующие уравнения

$$R_{\text{ост}} C_{\text{ост}} = T_{\text{э}},$$

$$T_{\text{и}} = \frac{k_{\text{п}} k_{\text{т}}}{R_{\text{э}}} 2T_{\mu} = R_{\text{зт}} C_{\text{ост}},$$

$$k_{\text{т}} = k_{\text{дт}} \frac{R_{\text{зт}}}{R_{\text{от}}}.$$

Определим соотношение между $R_{\text{зт}}$ и $R_{\text{от}}$. Для этого вычислим коэффициент передачи датчика тока

$$k_{\text{дт}} = \frac{2.5 \dots 3}{I_{\text{н}}} = \frac{3}{33} = 0,09 \text{ Ом.}$$

и коэффициент приведения напряжения обратной связи по току к задающему сигналу, записав условие равенства для установившегося состояния

$$U_{\text{зт max}} - k_{\text{т}} I_{\text{max}} = 0, \quad U_{\text{зт max}} - k_{\text{дт}} \frac{R_{\text{зт}}}{R_{\text{от}}} I_{\text{max}} = 0.$$

Примем $I_{\text{max}} = 2I_{\text{ном}} = 2 \cdot 33 = 66 \text{ А}$ и $U_{\text{зт max}} = 10 \text{ В}$, найдем

$$\frac{R_{\text{зт}}}{R_{\text{от}}} = \frac{U_{\text{зт max}}}{k_{\text{дт}} I_{\text{max}}} = \frac{10}{0,09 \cdot 66} = 1,683.$$

Коэффициент обратной связи по току

$$k_{\text{т}} = k_{\text{дт}} \frac{R_{\text{зт}}}{R_{\text{от}}} = 0,09 \cdot 1,683 = 0,151.$$

Зададимся величиной емкости конденсатора $C_{\text{ост}} = 1 \text{ мкФ}$, затем определяем величины сопротивлений:

$$R_{\text{ост}} = \frac{T_{\text{э}}}{C_{\text{ост}}} = \frac{0,011}{1 \cdot 10^{-6}} = 11 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{зт}} = \frac{k_{\text{п}} k_{\text{т}}}{C_{\text{ост}} R_{\text{э}}} 2T_{\mu} = \frac{35,6 \cdot 0,151}{1 \cdot 10^{-6} \cdot 0,651} \cdot 2 \cdot 0,0047 = 77,62 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{от}} = \frac{R_{\text{зт}}}{1,683} = \frac{77,62}{1,683} = 46,12 \text{ кОм.}$$

Определим постоянную времени интегрирования регулятора тока

Исполнительные устройства систем управления

$$T_{и} = \frac{k_{п} k_{т}}{R_{з}} 2T_{\mu} = \frac{35,6 \cdot 0,151}{0,651} \cdot 2 \cdot 0,0047 = 0,0776 \text{ с,}$$

Пропорциональный коэффициент усиления регулятора тока

$$k = \frac{R}{R} = \frac{T}{T} = \frac{11}{77,62} = 0,1417.$$

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{р\tau}(p) = k_{р\tau} + \frac{1}{T_{и} p} = 0,1417 + \frac{1}{0,0776 p} = 0,38 + \frac{12,886}{p}.$$

Оценим влияние обратной связи по противо-ЭДС двигателя на его ток, определив установившиеся значение тока при максимальном задающем напряжении на входе контура тока

$$I_{я, уст} = \frac{u_{з\max}}{k_{т} \left(1 + \frac{2T_{\mu}}{T_{м}} \right)} = \frac{10}{0,151 \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot 0,0047}{0,0958} \right)} = 60,3 \text{ А, так как}$$

установившийся ток якоря меньше $I_{\max} = 66 \text{ А}$ лишь на $5,7 \text{ А}$, то влиянием обратной связи по ЭДС двигателя можно пренебречь.

Дополним контур регулирования тока якоря контуром регулирования скорости, настроенным на модульный (технический) оптимум. Регулятор скорости имеет схему пропорционального регулятора, показанного на рис.4.7. Определим следующие параметры, необходимые для дальнейших расчетов: максимальная скорость идеального холостого хода

$\omega_{\max} = U_{н} / c_{д} = 67 / 0,587 = 104,7 \text{ с}^{-1}$; коэффициент передачи тахогенератора $k_{тг} = 0,315 \text{ В} \cdot \text{с}$, коэффициент приведения сигнала обратной связи по скорости к задающему сигналу

$$k_{пр} = \frac{R_{зс}}{R_{ос}} = \frac{U_{зс \max}}{k_{тг} \omega_{\max}} = \frac{10}{0,315 \cdot 104,7} = 0,303; \text{ коэффициент обратной}$$

связи по скорости с учетом коэффициента приведения равен $k_{с} = k_{дс} k_{пр} = 0,315 \cdot 0,303 = 0,0955 \text{ В} \cdot \text{с}$.

Коэффициент передачи регулятора скорости определяется из формулы

$$k_{рс} = \frac{k_{т} T_{м} c_{д}}{k_{с} R_{з} 4T_{\mu}} = \frac{0,151 \cdot 0,0958 \cdot 0,587}{0,0955 \cdot 0,651 \cdot 4 \cdot 0,0047} = 7,265, \quad k_{рс} = \frac{R_{осс}}{R_{зс}}.$$

Задавая $R_{зс} = 10 \text{ кОм}$, находим $R_{осс} = R_{зс} \cdot k_{рс} = 10 \cdot 7,265 = 72,65 \text{ кОм}$,

$$R_{ос} = R_{зс} / 0,303 = 10 / 0,303 = 33 \text{ кОм}.$$

При токе $|I_{я}| \leq I_{н}$ уравнение электромеханической

Исполнительные устройства систем управления

характеристики имеет вид

$$\omega = \frac{U_{3c}}{k_c} - \frac{4T_\mu}{T_M} \frac{R_3 I_A}{c_D} = 10,47U_{3c} - 0,2176I_A.$$

Выполним расчет регулятора скорости при его настройке на симметричный оптимум для тех же заданных условий. Контур регулирования скорости в этом случае имеет структурную схему, показанную на рис.4.11.

Для определения параметров резисторов и конденсаторов, входящих в состав регулятора скорости, приравняем передаточные функции регулятора скорости и усилителя, реализующего ПИ-регулятор (см. рис.4.6). Учитывая необходимость установки на входе регулятора скорости апериодического фильтра с постоянной времени $8T_\mu$, запишем условия равенства указанных передаточных функций в виде следующей системы уравнений:

$$R_{occ} C_{occ} = \frac{R_{3c} C_1}{4} = 8T_\mu; \quad T_{и} = \frac{32T_\mu^2 R_3 k_c}{k_T T_M c_D} = R_{3c} C_{occ};$$

$$k_c = k_{дс} \frac{R_{3c}}{R_{oc}}.$$

Вычислим постоянную времени интегрирования для регулятора скорости с учетом известного значения коэффициента k_c

$$T_{и} = \frac{32T_\mu^2 R_3}{k_T T_M c_D} k_c = \frac{32 \cdot 0,0047^2 \cdot 0,651}{0,151 \cdot 0,0958 \cdot 0,587} \cdot 0,0955 = 0,005175 \text{ с.}$$

Задавшись величиной емкости конденсатора

$$C_{occ} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф,}$$

находим:

$$R_{occ} = \frac{8T_\mu}{C_{occ}} = \frac{8 \cdot 0,0047}{0,5 \cdot 10^{-6}} = 75,2 \text{ кОм};$$

$$R_{3c} = \frac{T_{и}}{C_{occ}} = \frac{0,005175}{0,5 \cdot 10^{-6}} = 10,35 \text{ кОм};$$

$$R_{oc} = \frac{R_{3c}}{k_{пр}} = \frac{10,35}{0,303} = 34,58 \text{ кОм.}$$

Коэффициент пропорциональной части регулятора скорости

$$\text{равен: } k_{pc} = \frac{8T_\mu}{T_{и}} = \frac{R_{occ}}{R_{3c}} = \frac{75,2}{4,74} = 15,86,$$

Исполнительные устройства систем управления

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости имеет следующее выражение

$$W_{pc}(p) = k_{pc} + \frac{1}{T_{и}p} = 7,256 + \frac{421,9}{p}.$$

Проверку правильности выполненных расчетов можно произвести путем структурного моделирования системы.

Пример расчета 2. Рассчитать параметры регуляторов тока возбуждения и ЭДС для электродвигателя типа 2ПФ-200ЛГ со следующими параметрами: $P_{ном}=15$ кВт; $U_{ном}=220$ В; $I_{ном}=78,5$ А; $I_{в,ном}=4$ А; $n_{ном}=750$ об/мин; $n_{max}=2500$ об/мин; $2p=4$; $R_{в}=42$ Ом; $\Phi_{ном}=1,77 \cdot 10^{-2}$ Вб; $F_{ном}=3520$ Ав; $T_{в}=0,54$ с (максимальное значение); $T_{э}=0,0035$ с. Питание обмотки возбуждения от тиристорного преобразователя с коэффициентом передачи $k_{п}=25$ и постоянной времени $T_{п}=0,01$ с. Коэффициент передачи датчика ЭДС $k_{дэ}=0,04$, а датчика тока возбуждения $k_{дтв}=1$ Ом.

Рассчитаем параметры регулятора тока возбуждения по формуле

$$W_{рТВ}(p) = \frac{(T_{вт} + T_{в})p + 1}{2T_{п} \frac{k_{п}k_{ТВ}}{R_{в}} p}.$$

Примем $T_{вт}=0,1$ $T_{в}=0,1 \cdot 0,54=0,054$ с и найдем коэффициент приведения сигнала обратной связи по току возбуждения

$$\frac{R_{зТВ}}{R_{ТВ}} = \frac{U_{зТВ \max}}{k_{дТВ} I_{в \ ном}} = \frac{10}{1 \cdot 4} = 2,5,$$

а затем

$$k_{ТВ} = k_{дТВ} \frac{R_{зТВ}}{R_{ТВ}} = 1 \cdot 2,5 = 2,5 \text{ Ом}.$$

Таким образом, передаточная функция регулятора тока возбуждения равна

$$W_{рТВ}(p) = \frac{(0,054 + 0,54)p + 1}{2 \cdot 0,01 \cdot \frac{25 \cdot 2,5}{42} p} = \frac{0,594p + 1}{0,03p} = 19,4 + \frac{33,3}{p}.$$

Определим величины резисторов и конденсатора, включенных в схему регулятора тока возбуждения. Для этого согласно схеме регулятора (см. рис.4.12) запишем следующую систему уравнений:

$$R_{отв} C_{отв} = T_{вт} + T_{в}; R_{зТВ} C_{отв} = 2T_{п} \frac{k_{п}k_{ТВ}}{R_{в}}; k_{ТВ} = k_{дТВ} \frac{R_{зТВ}}{R_{ТВ}}.$$

Исполнительные устройства систем управления

Решая совместно записанные уравнения системы, находим сопротивление резисторов:

$$R_{ТВ} = 2T_{\Pi} \frac{k_{\Pi} k_{ДТВ}}{R_{\text{Б}} C_{\text{ОТВ}}}; \quad R_{\text{ОТВ}} = \frac{T_{\text{ВТ}} + T_{\text{В}}}{C_{\text{ОТВ}}}.$$

Задаваясь емкостью конденсатора $C_{\text{ОТВ}} = 4$ мкФ, определяем

$$R_{ТВ} = 2 \cdot 0,01 \cdot \frac{25 \cdot 1}{42 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 3 \text{ кОм}; \quad R_{\text{ОТВ}} = \frac{0,594}{4 \cdot 10^{-6}} = 150$$

кОм; $R_{\text{ЗТВ}} = 2,5R_{ТВ} = 2,5 \cdot 3 = 7,5$ кОм.

Рассчитаем параметры регулятора ЭДС, представляющего собой интегральный регулятор (см. рис.4.12). Определим соотношение

$\frac{R_{\text{ЗЭ}}}{R_{\text{ОЭ}}} = \frac{U_{\text{ДЭ max}}}{k_{\text{ДЭ}} E_{\text{max}}}$. Примем $U_{\text{ЗЭ max}} = 10$ В и $E_{\text{max}} = 220$ В и рас-

считаем коэффициент приведения сигнала по ЭДС

$$\frac{R_{\text{ЗЭ}}}{R_{\text{ОЭ}}} = \frac{10}{0,04 \cdot 220} = 1,25,$$

$$k_{\text{Э}} = k_{\text{ДЭ}} \frac{R_{\text{ЗЭ}}}{R_{\text{ОЭ}}} = 0,04 \cdot 1,25 = 0,05.$$

Постоянная времени интегрирования регулятора ЭДС определяется по выражению

$$T_{\text{и}} = \frac{2(2T_{\Pi} + T_{\text{Э}}) k_{\Phi} C_{\text{е}} \omega k_{\text{Э}}}{k_{\text{ТВ}}}.$$

Для дальнейшего расчета необходимо определить коэффициент k_{Φ} для скорости, равной максимальной

$$\omega_{\text{max}} = \frac{\pi n_{\text{max}}}{30} = 261,6 \text{ рад/с.}$$

Коэффициент $k_{\Phi} = \frac{\Delta \Phi}{\Delta I_{\text{В}}}$ для линейного участка усредненной кривой намагничивания

$$k_{\Phi} = \frac{0,4 \cdot 10^{-2}}{(1400 - 780) / 880} = 0,0056.$$

Коэффициент противо – ЭДС ДПТ

$$C_{\text{е}} = \frac{U_{\text{НОМ}} - I_{\text{НОМ}} R_{\text{я}}}{\omega_{\text{НОМ}} \Phi_{\text{НОМ}}} = \frac{220 - 78,5 \cdot 0,033}{78,54 \cdot 1,77 \cdot 10^{-2}} = 150,74 \text{ Вс,}$$

Исполнительные устройства систем управления

$$T_{и} = \frac{2 \cdot (2 \cdot 0,01 + 0,0095) \cdot 0,0056 \cdot 150,74 \cdot 261,6 \cdot 0,05}{2,5} = 0,104 \text{ с.}$$

Рассчитаем параметры регулятора ЭДС (см. рис.4.12). Для этого запишем уравнение

$$R_{зз}/R_{оэ} = 1,25, \quad T_{и} = R_{зз}C_{оэ}.$$

Примем емкость конденсатора $C_{оэ} = 1$ мкФ, тогда

$$R_{зз} = \frac{T_{и}}{C_{оэ}} = \frac{0,104}{1 \cdot 10^{-6}} = 104000 \text{ Ом} = 104 \text{ кОм.}$$

Следовательно, величина резистора

$$R_{оэ} = \frac{R_{зз}}{1,25} = \frac{104}{1,25} = 83,2 \text{ кОм.}$$

Проверка правильности выполненных расчетов производится с помощью структурного моделирования рассчитанной системы на персональной ЭВМ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите основные этапы проектирования?
2. Какие основные виды работ проводятся при проектировании?
3. Покажите алгоритм САПР, включающий в себя базы знаний?
4. Что оптимизируется при проектировании систем управления?
5. Что понимается под проектными параметрами, целевой функцией и пространством решений?
6. Приведите классификацию задач оптимального программирования?
7. В чем причины многокритериальности задач оптимального проектирования?
8. Что понимается под математическим обеспечением САПР?
9. Как определяется устойчивость, точность и быстродействие систем управления?
10. Как связано быстродействие системы управления с запасом устойчивости?
11. Какие требования по перерегулированию предъявляются при проектировании к современным металлорежущим станкам?
12. Перечислите основные методы повышения точности систем управления?
13. В чем особенности применения изодромных устройств в системах управления?
14. В особенности применения ПД – регуляторов в системах управления?
15. Почему считается более эффективным применение ПИД – регуляторов по сравнению с ПИ, ПД - регуляторами?
16. Что понимается под комбинированным управлением?
17. Как определяется передаточная функция обратной связи при применении неединичной обратной связи?
18. Перечислите основные типы корректирующих устройств, применяемых при коррекции систем управления?
19. Приведите пример коррекции динамических характеристик апериодического звена?
20. Какие основные этапы синтеза корректирующих устройств?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анхимюк В.Л. Проектирование систем автоматического управления электроприводами: учеб. пособие для вузов. / В.Л. Анхимюк, О.Ф. Опейко. - Минск: Вышая школа, 1986.
2. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования.: учеб. пособие для вузов. / Д.И. Батищев. – М.: Радио и связь, 1984.- 248 с.
3. Батищев Д.И. Многокритериальный выбор с учетом индивидуальных предпочтений / Д.И. Батищев, Д.Е. Шапошников / ИПФ РАН. - Н. Новгород, 1994. – 92 с.
4. Башарин А.В.. Управление электроприводами: учеб. пособие для вузов. / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. - Л.: Энергоиздат, 1982.
5. Башарин А.В.. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: учеб. пособие для вузов. / А.В. Башарин, Ю.В. Постников. - Л.: Энергоатомиздат, 1990.
6. Беляков В.В. Многокритериальная оптимизация в задачах оценки подвижности, конкурентоспособности автотракторной техники и диагностики сложных технических систем. / В.В. Беляков, М.Е. Бушуева, В.И. Сагунов. - Н.Новгород, 2001.
7. Бесекерский А.А. Теория систем автоматического регулирования. — 3-е изд. / А.А. Бесекерский, Е.П. Попов. - М.: Наука, 1975.
8. Большая советская энциклопедия. – М.: Советская энциклопедия, 1975. Т.21. - С.39.
9. Динамика вентильного электропривода постоянного тока / Под ред. А.Д. Поздеев. - М.: Энергия, 1975. - 124 с .
10. Джонсон Д. Проектирование систем. / Д. Джонсон. - М.: Мир, 1986.
11. Зайченко Ю.П. Исследование операций: учеб. пособие для вузов / Ю.П. Зайченко. – Киев: Вища школа, 1979. – 392 с.
12. Комплектные системы управления электроприводами тяжелых металлорежущих станков. - М.: Энергия, 1980. - 288 с.
13. Курицкий Б.Я. Поиск оптимальных решений средствами Excel 7.0. / Б.Я. Курицкий. - СПб.: ВHV - Санкт-Петербург, 1997. – 349 с.
14. Лебедев Е.Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак, О.В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970.