

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники»

Кафедра систем управления

А. Я. Красовский

ЛОКАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИКИ

Конспект лекций

для студентов специальности
I-53 01 07 «Информационные технологии и управление
в технических системах»
всех форм обучения

Минск 2008

Содержание

	Стр.
1 Общие положения	4
1.1 Задачи курса	4
1.2 Место локальных систем в иерархии систем управления	4
1.3 Классификация локальных систем автоматизики	8
1.3.1 Промышленные системы регулирования	8
1.3.2 Следящие системы	9
1.3.3 Системы программного управления	11
1.3.4 Системы автоматического контроля	13
1.4 Основные требования, предъявляемые к автоматическим системам	14
1.5 Порядок разработки и основные этапы проектирования автоматических систем	16
2 Анализ объектов управления	18
2.1 Математические модели и методы их определения	18
2.2 Методика аналитического определения математической модели	20
2.2.1 Математическая модель электродвигателя постоянного тока	21
2.2.2 Математическая модель двухфазного асинхронного электродвигателя	29
2.2.3 Математическая модель транспортного робота (робокара)	31
2.2.4 Математические модели четырехполюсников	36
2.3 Определение математических моделей по экспериментальным данным	39
2.3.1 Определение математических моделей по экспериментальным переходным характеристикам	40
2.3.2 Определение математических моделей по экспериментальным частотным характеристикам	46
2.3.3 Метод узловых частот	48
3 Выбор основных функциональных элементов автоматических систем	50
3.1 Исполнительные элементы	52
3.1.1 Исполнительные механизмы постоянной скорости	53
3.1.2 Регулируемые исполнительные механизмы	54
3.1.3 Выбор исполнительных элементов	56
3.1.4 Выбор исполнительного двигателя и редуктора для следящих систем	59
3.1.5 Методы проверки электродвигателей на нагрев	62
3.2 Усилители мощности	65
3.3 Датчики	71
3.3.1 Датчики системы ГСП	71
3.3.2 Датчики температуры	73
3.3.3 Датчики перемещения	75
3.3.4 Выбор датчиков	82
3.4 Усилительно–преобразовательные устройства	83
3.5 Технические средства для построения промышленных систем регулирования	83
4 Инженерные методы анализа и синтеза автоматических систем	88
4.1 Анализ точности	88
4.2 Синтез параметров автоматических систем из условия обеспечения заданной точности	91
4.3 Анализ устойчивости и качества регулирования в переходных режимах	95
4.4 Синтез параметров систем из условия обеспечения заданного качества регулирования	100

4.5 Синтез последовательных корректирующих устройств	104
4.6 Синтез корректирующих обратных связей	108
4.7 Автоматические системы с комбинированным управлением	112
4.7.1 Способы повышения точности автоматических систем	112
4.7.2 Автоматические системы с комбинированным управлением	114
4.7.3 Методы расчета систем с комбинированным управлением	119
5 Промышленные системы автоматического регулирования	125
5.1 Особенности промышленных объектов и систем регулирования.....	125
5.2 Типовые законы регулирования и их характеристики.....	127
5.3. Реализация типовых законов регулирования в промышленных регуляторах.....	133
5.4 Особенности расчета промышленных систем регулирования.	143
6 Системы автоматического управления электроприводами.....	146
6.1 Многоконтурные системы подчиненного регулирования.....	146
6.2 Методика расчета электропривода на технический оптимум.	147
6.2.1 Расчет токового контура на технический оптимум	149
6.2.2 Расчет скоростного контура на технический оптимум.....	151
6.2.3 Расчет позиционного контура на технический оптимум.....	157
6.3 Расчет электропривода методом типовых нормированных уравнений	158
6.3.1 Нормированные уравнения и их свойства.....	158
6.3.2 Типовые нормированные уравнения.	160
6.3.3 Расчет токового контура.	162
6.3.4 Расчет скоростного контура.....	164
6.3.5 Расчет позиционного контура.....	167
Литература.....	172

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Задачи курса

Современный этап развития автоматизации характеризуется значительным усложнением решаемых задач в связи с переходом от автоматизации отдельных объектов управления к комплексной автоматизации сложных взаимосвязанных объектов. На смену частичной автоматизации, когда автоматизировались лишь отдельные операции, станки и технологические установки, приходит комплексная автоматизация. При этом автоматизируются не только функции управления отдельными агрегатами и исполнительными механизмами, но и функции координации их работы в сложных технологических агрегатах и взаимосвязанных технологических установках; возрастают требования к точности и качеству работы систем автоматического регулирования и управления.

Для подготовки будущих инженеров–электриков к четкому ориентированию во всем многообразии методических проблем, возникающих при решении задач автоматизации, необходима соответствующая подготовка студентов на основе системного подхода, схемной и конструктивной унификации, использования современной элементной базы, приемов и методов проектирования и расчета систем управления локальными объектами и технологическими процессами.

Целью изучения дисциплины «Локальные системы автоматики» является формирование у студентов знаний и навыков, позволяющих им свободно ориентироваться во всем многообразии решаемых задач управления различными объектами и технологическими процессами. Для этого необходимы знания структурных особенностей автоматических систем различного назначения, свойств и характеристик их функциональных элементов, умения определять их статические, динамические и метрологические характеристики.

Необходимо научиться самостоятельно применять полученные ранее теоретические знания при решении конкретных задач проектирования и расчета локальных автоматических систем.

1.2. Место локальных систем в иерархии систем управления

В настоящее время и в перспективе одной из актуальных и технически сложных задач является комплексная автоматизация производств, позволяющая перейти на «безлюдную» технологию производства. При этом помимо автоматизации отдельных технологических операций, отдельных станков и технологических модулей необходимо координировать их работу в сложных агрегатах и взаимосвязанных производственных установках и комплексах.

Для решения задач комплексной автоматизации в настоящее время разрабатываются и внедряются сложные многоуровневые автоматические и автоматизированные системы управления технологическими процессами –

АСУТП, работотехнологическими комплексами – РТК, гибкими автоматическими производствами – ГАП.

В качестве примера такой комплексной автоматизации производства можно рассмотреть ГАП машиностроения и металлообработки. Оно представляет собой сложный комплекс взаимосвязанных производств, технических средств и технологического оборудования, работающих в едином взаимосвязанном комплексе.

В состав ГАП входят:

– технологическое производство, осуществляющее собственно изготовление и обработку продукции;

– автоматическая транспортная система, обеспечивающая выполнение транспортных операций по перемещению обрабатываемых изделий между технологическими установками, подачу заготовок на обработку и транспортировку готовых изделий на склад или соседние производства;

– автоматический склад для хранения заготовок, полуфабрикатов и готовой продукции;

– инструментальное и подготовительное производства и др.

Технологическое производство оснащено автоматическим и автоматизированным оборудованием, робототехническими комплексами, агрегатными станками, обрабатывающими центрами и другими технологическими установками с системами числового программного управления – ЧПУ. В состав каждого технологического модуля входят десятки исполнительных механизмов и электроприводов (приводы главного движения, приводы подач, приводы фиксации обрабатываемых изделий, приводы подачи, фиксации и смены инструмента и ряд других) с соответствующими системами регулирования и управления.

Автоматическая транспортная система содержит ряд транспортных роботов, обеспечивающих выполнение транспортных операций между технологическими модулями, а также между производствами (подготовительным, инструментальным, обрабатывающим, складом). Система управления транспортом решает задачи согласованного управления транспортными роботами, планирования маршрутов их движения, выдачи заданий бортовым системам программного управления и контроль их исполнения.

На каждом транспортном роботе имеется бортовая система программного управления, обеспечивающая управление приводами движения, рулевым приводом, приводами погрузочно–разгрузочного устройства, приводами тормозов, фиксации грузов и другими исполнительными механизмами, с соответствующими системами управления приводами и исполнительными механизмами.

Автоматический склад представляет собой ряд стеллажей, содержащих порядка тысячи ячеек; краны–штабелеры, обеспечивающие загрузку–разгрузку ячеек и перемещение грузов внутри склада; устройства приема–выдачи и ориентации грузов. Система управления складом обеспечивает согласованное управление приводами устройств приема–выдачи и ориентации

грузов и приводами кранов-штабелеров, планирование и размещение грузов на складе, их учет, ведение документации, выдачу грузов и сопроводительной документации и т.д. Инструментальное и подготовительное производства в свою очередь содержат десятки станков и технологических модулей со своими автоматическими и автоматизированными системами управления. Системы управления такими сложными объектами и производствами строятся иерархическими, многоуровневыми. Структурная схема системы изображена на рис. 1.1.

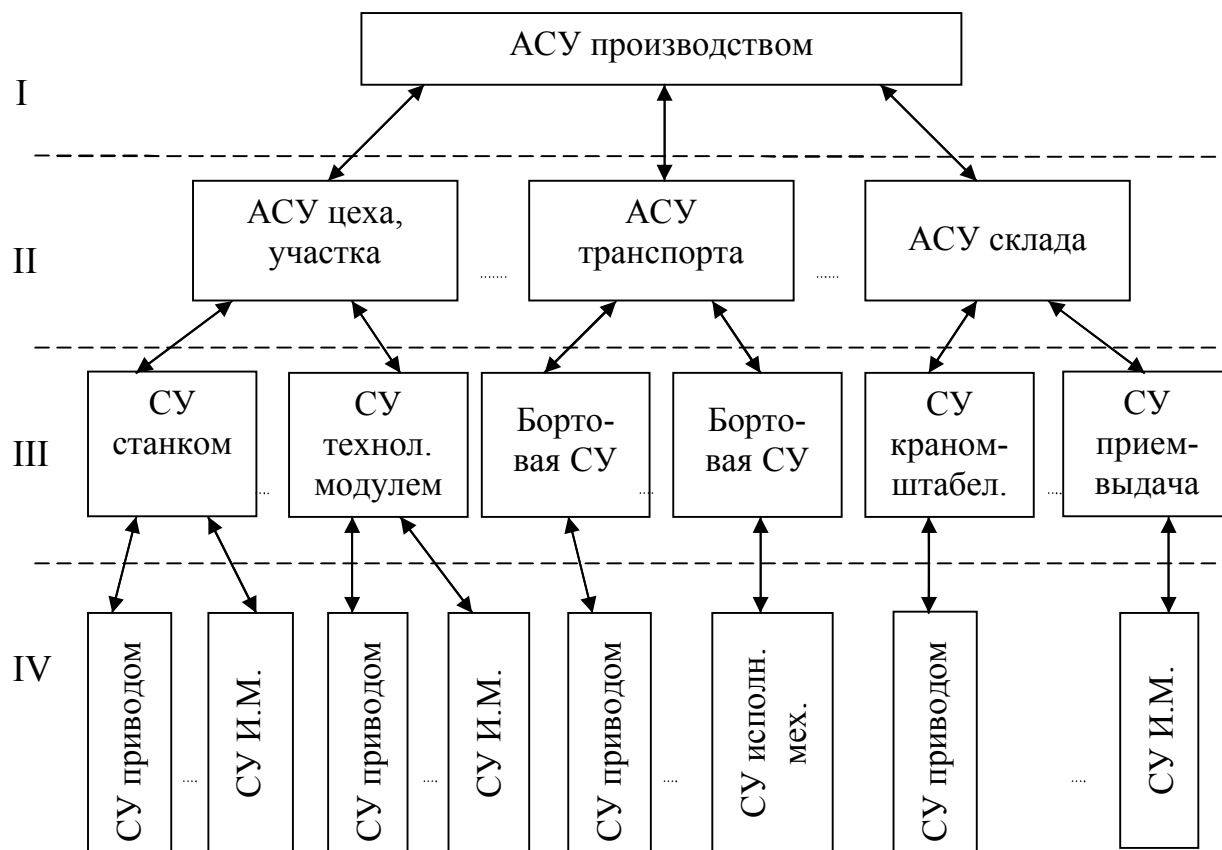


Рис. 1.1

На верхнем уровне находится АСУ производством, решающая задачи организации и планирования производства, выдающая задания и координирующая работу нижестоящих систем (АСУ цеха, транспорта, склада и др.).

Последние в свою очередь выдают задания и координируют работу систем управления отдельными станками, агрегатами и технологическими модулями. Системы управления технологическими агрегатами и модулями в свою очередь выдают задания и координируют работу систем управления приводами и исполнительными механизмами, осуществляющими непосредственное управление и регулирование технологических переменных.

Автоматизированные системы управления верхних уровней обычно содержат в своем составе управляющий вычислительный комплекс (УВК) и задачи управления в них решаются вычислительной машиной (программно) вне реального времени с выдачей результатов в виде документов руководству производства и операторам.

Системы управления технологическим оборудованием работают в реальном масштабе времени с выдачей результатов в виде сигналов управления нижестоящим системам через соответствующие устройства сопряжения.

Системы локальной автоматики занимают нижний уровень иерархии (III, IV), осуществляя воздействия непосредственно на исполнительные и регулирующие устройства. В большинстве они реализуются аппаратно, хотя могут содержать в себе встроенные микропроцессоры и микро ЭВМ.

Хотя в иерархии систем управления локальные системы занимают нижний уровень, однако они выполняют очень ответственные функции по управлению исполнительными устройствами, осуществляющими непосредственное управление и регулирование производственных процессов, и без их качественной работы невозможно достичь нормального функционирования АСУ.

В управлении производственными процессами локальные системы выполняют следующие функции:

1. Автономная стабилизация различных физических величин и технологических переменных (температуры, уровня, давления, частоты вращения и др.)

В этом случае каждая локальная система работает автономно, независимо от других систем управления. Задание ей задается в виде уставки один раз и в процессе работы не изменяется.

2. Автоматическое регулирование различных технологических переменных в соответствии с заданиями, формируемыми операторами или системами управления вышестоящих уровней. В этом случае локальные системы выполняют функции исполнительных устройств, осуществляя непосредственное воздействие на объект управления, поддерживая регулируемые переменные в соответствии с заданиями.

3. Программное и программно–логическое управление. В этом случае управление осуществляется по заранее разработанной программе (бортовая система программного управления робокаром, системы ЧПУ станками и др.) В системах программно–логического управления производится непрерывный контроль выполнения программы и выполнения логических условий, в зависимости от которых программа может ветвиться. К таким системам можно отнести системы программного управления пуском и остановкой сложных механизмов, требующие последовательного выполнения большого количества управляющих команд, причем очередная команда формируется по выполнению логических условий, определяемых предыдущей.

4. Автоматический контроль состояния оборудования, качества выполнения технологических операций, качества продукции. Функции автоматического контроля значительно возросли в связи с внедрением гибких автоматизи-

ческих производств, в которых необходимо быстро и эффективно решать задачи контроля на всех стадиях технологического процесса, начиная с контроля заготовок и исправности инструмента, и заканчивая контролем качества выпускаемой продукции.

5. Технологические и аварийные защиты оборудования. Локальные системы автоматики осуществляют непосредственное управление объектами и технологическим оборудованием, выполняют функции исполнительных устройств в сложных многоуровневых системах управления. Соответственно на них возлагаются функции защиты оборудования от перегрузок, ограничения регулируемых переменных на допустимом уровне, а также защита в аварийных режимах.

1.3. Классификация локальных систем автоматики

По своему назначению и выполняемым функциям локальные системы автоматики в настоящее время принято разделять на четыре основные группы:

- промышленные системы регулирования;
- следящие системы;
- системы программного управления;
- системы автоматического контроля.

1.3.1. Промышленные системы регулирования. К ним относятся системы автоматического регулирования различных физических величин и технологических переменных в промышленных объектах и установках: температуры, давления, уровня, расхода, концентрации, величины и скорости перемещения и др.

В настоящее время в промышленных объектах и установках требуется регулировать порядка тысячи различных физических, химических и других величин и технологических переменных. При таком количестве регулируемых переменных создавать индивидуальные системы регулирования для каждого объекта экономически нецелесообразно и практически невозможно. Поэтому для создания систем регулирования были разработаны и серийно выпускаются промышленностью унифицированные приборы и устройства, относящиеся к системе ГСП (государственная система промышленных приборов и средств автоматизации). [9, 10]. Особенностью приборов системы ГСП является унификация и нормализация приборов, обеспечивающая их *информационную, конструктивную, функциональную, метрологическую и эксплуатационную* совместимость. Это позволяет, имея ограниченное количество типовых блоков, создавать различные системы регулирования путем агрегатирования соответствующих блоков и устройств, используя блочно-модульный принцип построения.

Укрупненная функциональная схема промышленной системы регулирования изображена на рис. 1.2.

Объектом регулирования в промышленной системе является технологическая установка (турбина, котел, емкость и т.п.), в которой регулируется физическая величина Y (давление, скорость, температура, уровень и т.д.). На объект действуют внешние возмущения f_i , приводящие к изменению регулируемой переменной Y . Регулирование объектом осуществляется путем изменения управляющего сигнала U , изменяющего количество вещества или энергии, поступающей на объект.

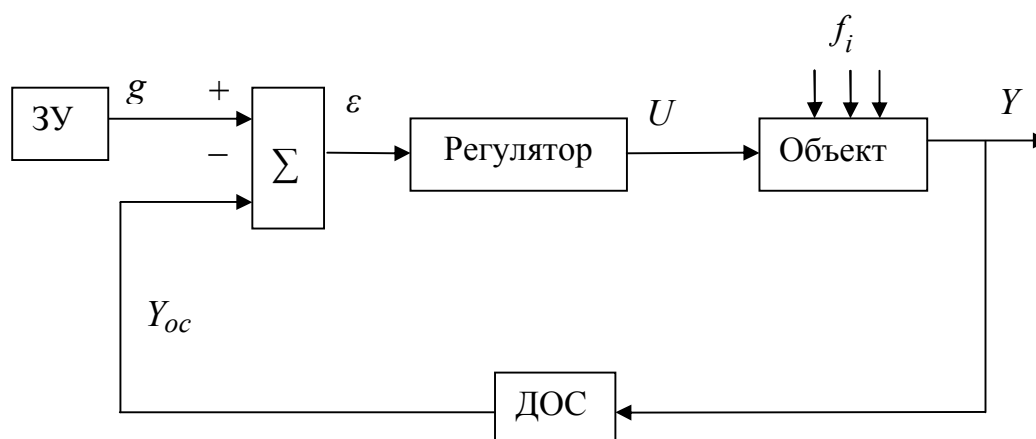


Рис. 1.2

Регулируемая переменная Y измеряется датчиком обратной связи – ДОС и преобразуется в нормированный выходной сигнал Y_{oc} , который в сравнивающем устройстве сравнивается с нормированным сигналом задания g , формируемым задающим устройством ЗУ, или системой управления вышестоящего уровня. Сигнал отклонения (ошибки) ε поступает на регулятор, который формирует управляющее воздействие U . В состав регулятора входит большое число различных блоков и устройств, обеспечивающих требуемое преобразование сигналов. Это исполнительное устройство (исполнительный двигатель или исполнительный механизм) с регулирующим устройством (клапан, задвижка, заслонка, вентиль и др.); усилитель мощности; модуляторы; демодуляторы; динамические преобразователи (интеграторы, дифференциаторы), формирующие требуемый закон регулирования; нелинейные преобразователи; корректирующие устройства и др.

В промышленных системах регулирования различными объектами разными будут регулируемая величина, датчик обратной связи и регулирующее устройство. Все остальные блоки регулятора имеют унифицированные внешние связи и работают с унифицированными сигналами, что позволяет с их помощью реализовывать регуляторы в самых различных промышленных системах регулирования.

1.3.2. Следящие системы. Следящей системой называется замкнутая система автоматического регулирования, предназначенная для отслеживания управляющего сигнала, изменяющегося по заранее неизвестному закону. Назначение следящей системы – обеспечить изменение регулируемой переменной в соответствии с законом изменения задающего сигнала.

В принципе, следящей системой может быть любая система автоматического регулирования, если задающий сигнал в ней будет изменяться по заранее неизвестному закону.

В практике же автоматического регулирования под следящими системами понимают электромеханические системы регулирования линейных или угловых перемещений. Объектом регулирования в таких системах является исполнительный двигатель с нагрузкой, которой является перемещаемая масса или приводимый в движение механизм.

Типовыми примерами следящих систем могут быть:

- электроприводы станков (приводы главного движения, приводы подачи и др.);
- электроприводы координат (степеней подвижности) промышленных роботов;
- электроприводы антенн радиолокационных станций;
- системы наведения (артиллерийских установок, телескопов и др.);
- системы слежения за трассой транспортного робота.

Упрощенная функциональная схема следящей системы изображена на рис. 1.3.

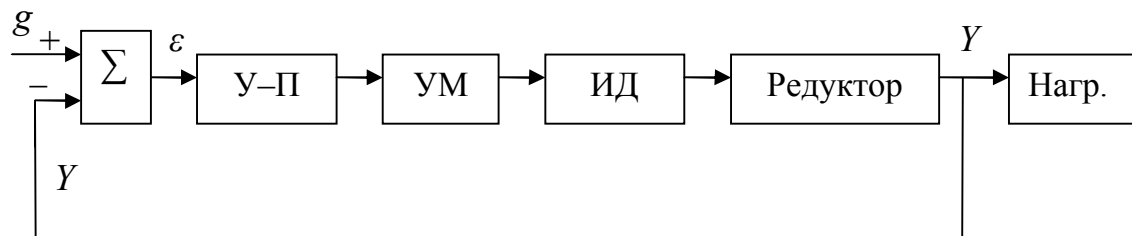


Рис. 1.3

Сравнивающим устройством в следящих системах обычно является датчик рассогласования, сравнивающий две одинаковые физические величины (например, угол поворота командной оси g и угол поворота нагрузки Y) и преобразующий результат сравнения в электрический сигнал ε . В качестве датчиков широко используются сельсины, вращающиеся трансформаторы, потенциометры и другие. Сигнал рассогласования, усиленный предварительным усилителем–преобразователем (У–П) и усилителем мощности (УМ) управляет исполнительным двигателем (ИД), который через механическую передачу (редуктор) поворачивает нагрузку, стремясь уменьшить рассогласование.

В следящих системах обратная связь не всегда бывает единичной, а функции устройства сравнения не всегда выполняет датчик рассогласования. В общем случае в функциональной схеме следящей системы присутствует датчик обратной связи, преобразующий выходной сигнал Y в сигнал, аналогичный сигналу задания. Так в микропроцессорных системах управления степенями подвижности промышленного робота сигналом задания является цифровой код. Соответственно в обратной связи системы будет датчик обратной связи (рис. 1.4), преобразующий угол поворота Y в цифровой код. Сравнивающее устройство в данном случае будет цифровым, а усилительно-преобразовательное устройство будет содержать цифроаналоговый преобразователь кода рассогласования ε в аналоговый сигнал управления усилителем мощности.

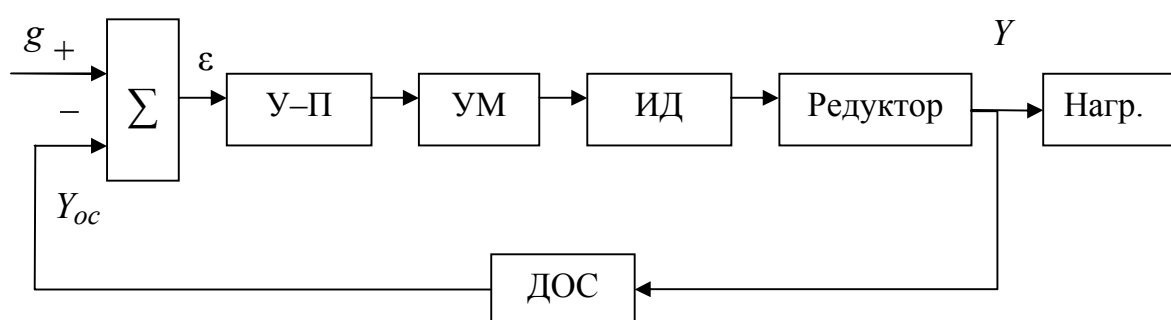


Рис. 1.4

1.3.3. Системы программного управления. В настоящее время системы программного управления являются наиболее распространенными автоматическими системами. В принципе система программного управления получается из автоматической или следящей системы, если в ней задающее воздействие изменять по заданной программе.

Функциональную схему системы программного управления можно представить в виде двух составных частей (рис. 1.5):

- программного устройства;
- автоматической (следящей) системы.

Программное устройство в большинстве случаев реализуется в цифровой форме. Исполнительная (силовая) часть представляет собой систему автоматического регулирования или следящую систему.

По способу задания программы системы программного управления можно разделить на несколько групп:

- с заданием программы в функции времени;
- с заданием программы в функции положения;
- с заданием программы в функции перемещения;
- с заданием программы в функции перемещения и его производных (скорости, ускорения);

– с комбинированным способом задания программы.

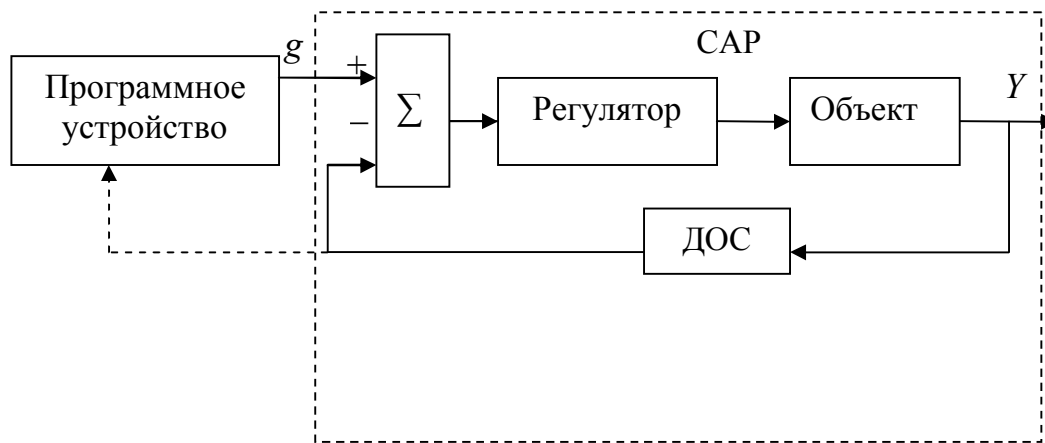


Рис. 1.5

СПУ с заданием программы в функции времени используются для управления технологическими процессами, зависящими от времени (процессы термообработки, гальванопокрытий и т.п.).

СПУ с заданием программы в функции положения называются цикловыми или системами с управлением по упорам. Используются для управления робототехнологическими комплексами, выполняющими цикловые повторяющиеся операции. Программа управления формируется по сигналам датчиков положения с логическим (релейным) выходным сигналом «да–нет». При этом промежуточные значения регулируемых координат не контролируются, а команда управления изменяется только по достижению заданного положения, т.е. по срабатыванию датчиков положения.

СПУ с заданием программы в функции перемещения называются позиционными (ПСПУ). Такие системы используются для управления различными металлообрабатывающими и деревообрабатывающими станками (токарными, сверлильными, координатно–расточными, фрезерными, шлифовальными и др.). В этих системах производится непрерывное измерение регулируемой координаты и сравнение полученного перемещения с программно заданным. С помощью ПСПУ осуществляются установочные и рабочие перемещения инструмента в различных станках. При осуществлении установочных перемещений (по нескольким координатам одновременно) в ПСПУ не накладывается никаких ограничений на траекторию движения, а лишь ставится требование максимального быстродействия. При осуществлении рабочих перемещений (как правило, по одной координате) ставятся жесткие требования не только точной остановки в заданной позиции, но и регулирования скорости движения в широком диапазоне, так как скорость в этом случае является технологическим параметром и определяет качество обработки. Требования постоянства скорости перемещения, высокой точности отработки перемещений, необходимость удерживать объект в заданной позиции, не-

смотря на влияние внешних возмущений, приводит к необходимости использовать в качестве исполнительской части ПСПУ высокоточных следящих систем.

СПУ, в которых помимо задания величины перемещения, задается и закон изменения скорости движения, называются контурными.

Так в двухкоординатной системе траектория движения объекта (инструмента) на плоскости будет определяться соотношением скоростей движения по координатам x и y . В трехкоординатной – траектория движения определяется соотношением трех скоростей, по координатам x , y и z , а объект будет двигаться по пространственной траектории. Контурные СПУ используются для управления промышленными работами, электроннолучевыми установками изготовления печатных плат, графопостроителями, технологическим оборудованием изготовления сложных изделий, таких как гребные винты, лопасти пропеллеров и др.

Системы программно–логического управления – это системы с комбинированным способом задания программы в функции времени и координат объекта. Примером таких систем являются системы управления пуском и остановом сложных механизмов, когда требуется выполнить определенную последовательность действий с выдержкой времени и контролем параметров объекта или технологических переменных. Причем в зависимости от выполнения логических условий достижения заданных показателей программа может разветвляться.

1.3.4. Системы автоматического контроля. Системы автоматического контроля начали развиваться и выделиться в отдельный класс в последнее время в связи с развитием автоматических производств, реализующих «безлюдную» технологию производства. С внедрением ГАП в широком масштабе возникает необходимость быстрого и эффективного решения задач автоматизации контроля на всех стадиях технологического процесса, начиная с контроля заготовок, исправности оборудования и инструмента до выходного контроля всех параметров, определяющих качество выпускаемой продукции.

Системы автоматического контроля должны обеспечивать:

- предварительный контроль (контроль исправности оборудования, инструмента, заготовок);
- текущий (оперативный) автоматический контроль в ходе технологического процесса (контроль качества и чистоты обработки, режимов резания, текущих геометрических форм и размеров, целостность и степень износа инструмента и др.);
- выходной контроль, в процессе которого контролируются все параметры изделий, определяющие их качество (геометрические размеры, чистота поверхностей, допуски и т.д.).

Поскольку в ГАП предполагается повсеместная замена ручного труда операциями, выполняемыми различными автоматическими устройствами и роботами, функции контроля также автоматизируются. Создаются автомати-

ческие контрольно измерительные системы с использованием сенсорных устройств и систем распознавания образов (технического зрения).

В настоящее время в создании систем автоматического контроля типовые решения и структура пока не разработаны. Разрабатываются и создаются системы контроля для отдельных технологических модулей и установок.

В перспективе системы контроля будут развиваться по пути создания кибернетических самообучающихся предсказывающих и прогнозирующих систем, использующих специализированные ЭВМ и математические методы исследования ситуаций, эвристики, распознавания образов и т.д.

1.4. Основные требования, предъявляемые к автоматическим системам

При проектировании автоматических систем разработчику необходимо учитывать ряд требований, многие из которых являются противоречивыми. В зависимости от назначения системы, выполняемых ею функций и условий эксплуатации одни требования могут быть доминирующими, наиболее существенными, в то время как другие не накладывают жестких ограничений. В связи с этим задача проектирования автоматической системы заключается в том, чтобы найти разумный компромисс между стремлением получить высокое качество работы и достигнуть этого простыми техническими средствами при минимальных затратах.

Весь комплекс требований, предъявляемых к автоматическим системам, можно разделить на несколько групп.

К первой группе следует отнести требования к точности и динамическим свойствам системы (устойчивости и качеству работы в переходных режимах). Требования этой группы должны удовлетворяться во всех системах, независимо от назначения и выполняемых ими функций.

Точность определяется ошибкой воспроизведения задающего сигнала и зависит как от вида сигнала и возмущений, действующих на систему, так и от погрешностей элементов системы. Составляющая ошибки, обусловленная действием сигналов, может быть уменьшена или компенсирована выбором соответствующего порядка астатизма системы и коэффициента усиления. Инструментальная же ошибка, обусловленная погрешностями элементов системы, в дальнейшем корректироваться не может и должна учитываться на этапе выбора элементной базы.

Устойчивость системы определяет ее способность в свободном состоянии (при отсутствии внешних воздействий) стремиться к установившемуся состоянию. Устойчивость является необходимым условием работоспособности. Неустойчивые системы неработоспособны. Степень устойчивости определяется запасами устойчивости по модулю и фазе, которые для большинства систем лежат в пределах 6...12 дБ и 30...60 градусов, соответственно.

Динамические свойства систем определяются характером переходного процесса (не колебательный или колебательный) и его параметрами: време-

нем переходного процесса, максимальным перерегулированием, числом колебаний, степенью затухания.

Для удовлетворительной работы систем максимальное перерегулирование не должно превышать 45...50 %, а число колебаний 2...3. Для ряда систем колебательность и перерегулирование в переходном процессе вообще недопустимы.

При расчете систем частотными методами динамические свойства систем удобно оценивать показателем колебательности M , который характеризует резонансные свойства системы и определяется максимальным значением АЧХ замкнутой системы. Для удовлетворительной работы систем он не должен превышать значение $M \leq 1,7$.

Время переходного процесса в зависимости от инерционности объекта и скорости изменения сигналов для различных систем может колебаться в широких пределах от долей секунды до десятков минут и более.

Совокупность требований к динамическим свойствам системы называют показателями качества регулирования.

Вторую группу требований составляют эксплуатационные требования. Они определяются назначением системы и условиями ее работы. К ним относятся климатические требования (температура, влажность, атмосферное давление), агрессивность окружающей среды, наличие вибраций и требования, налагаемые назначением и условиями работы, согласно которым все системы можно разделить на наземные стационарные и подвижные, корабельные, бортовые и промышленные. Эта группа требований наиболее существенна для подвижных систем – наземных, корабельных и особенно бортовых, установленных на летательных аппаратах. Существенными для них являются и требования к надежности, механической прочности их массе и габаритным показателям.

Третью группу составляют требования к массе и габаритам системы, потребляемой мощности, КПД, требования к источникам питания, виду энергии и стабильности параметров. Эти требования наряду с эксплуатационными имеют решающее значение при выборе элементной базы.

Четвертую группу требований могут составлять требования к технологичности и простоте изготовления и настройки, необходимости использования типовых унифицированных элементов и узлов, долговечности в работе, малой стоимости.

Помимо этих требований разработчику необходимо учитывать и ряд других, таких как надежность, ресурс работы, ремонтпригодность, простота обслуживания, периодичность профилактики и настройки, использование унифицированных элементов и узлов, стоимость и др.

Многие требования являются противоречивыми и задача разработчика принять обоснованное компромиссное решение, позволяющее максимально удовлетворить заданным требованиям при минимальных затратах на изготовление и эксплуатацию системы.

1.5. Порядок разработки и основные этапы проектирования автоматических систем

Проектирование систем автоматического управления является сложной инженерной задачей, не имеющей однозначного решения. В связи с этим невозможно дать универсальную методику их проектирования.

Весь процесс проектирования можно разделить на следующие основные этапы:

1. Составление технического задания (ТЗ) и технико-экономическое обоснование требований к ней.

В ТЗ указывается объект управления, режимы его работы, условия эксплуатации, цели создания проектируемой системы и задачи, решаемые ею, основные требования, предъявляемые к системе такие, как точность, устойчивость, динамические свойства. ТЗ разрабатывается заказчиком (кому нужна разрабатываемая система) желательно совместно с исполнителем (разработчиком), так как заказчик не всегда представляет, какой ценой может быть достигнуто выполнение поставленных требований. Утвержденное заказчиком ТЗ с технико-экономическим обоснованием требований и выделенными техническим и финансовым обеспечением являются исходными для проектирования.

2. Анализ объекта управления и эскизная разработка системы.

На этом этапе разработчик подробно изучает объект управления: принцип действия, физические процессы, протекающие в нем, режимы работы, внешние факторы, влияющие на работу объекта и условия его эксплуатации.

Задачей анализа объекта является получение его математической модели, связывающей регулируемые (выходные) переменные с возможными управляющими сигналами и возмущениями. Для этого определяются статические, динамические и информационные характеристики объекта, анализируются возможные способы управления, в соответствии с которыми разрабатывается принцип построения системы и ее функциональная (блочная) схема.

3. Выбор основных функциональных элементов.

На этом этапе в соответствии с разработанной функциональной схемой производится выбор основных функциональных элементов системы: датчиков, исполнительных и регулирующих устройств, усилительно-преобразовательных элементов, источников питания. При отсутствии типовых элементов, серийно выпускаемых промышленностью, составляются технические задания на их разработку и изготовление (модуляторы, демодуляторы, согласующие устройства, преобразователи, усилители).

4. Определение математических моделей элементов.

На этом этапе изучаются статистические и динамические характеристики объекта и элементов системы, определяются их математические модели, производится предварительная линеаризация полученных моделей, вычисляются их параметры (коэффициенты передачи, постоянные времени) При определении математических моделей стремятся получить их в типовой форме (алгеб-

раические или дифференциальные уравнения, передаточные функции), максимально простые, обеспечивающие требуемую точность описания.

5. Структурная схема и статический расчет системы.

По полученным математическим моделям объекта и элементов системы в соответствии с разработанной функциональной схемой составляется структурная схема системы, на которой все элементы системы представляются их математическими моделями. Производится статический расчет, соответствующий установившемуся режиму работы. При этом определяются уровни сигналов на входе и выходе каждого элемента системы, определяются рабочие точки их характеристик и уточняются параметры линеаризации математических моделей в окрестности рабочих точек. Проверяется согласование элементов системы по виду и параметрам сигналов.

6. Динамический расчет системы.

Расчет динамики обычно проводится в два этапа. На первом этапе определяется математическая модель системы, составленной из функционально необходимых элементов; устанавливаются параметры (обычно коэффициент усиления), обеспечивающие требуемую точность, и определяются устойчивость и динамические характеристики или качество работы в переходных режимах по таким показателям, как запасы устойчивости, показатель колебательности, максимальное перерегулирование и время переходного процесса.

Обычно системы, составленные из функционально необходимых элементов, оказываются неустойчивыми или не обеспечивают необходимого качества работы, указанного в техническом задании. В таких случаях на втором этапе расчета динамики производят синтез корректирующих устройств, включение которых в систему позволит получить требуемое качество регулирования. Для этого по заданному качеству регулирования определяют желаемую передаточную функцию системы и производят синтез корректирующих устройств, определяют их передаточные функции и схемные реализации.

Динамический расчет завершается анализом скорректированной системы, который проводится по математической модели исходной системы с учетом реально реализуемых корректирующих устройств.

7. Моделирование системы.

Моделирование системы проводится на цифровых или аналоговых вычислительных машинах. Задачей моделирования является проверка обеспечения работоспособности и заданного качества регулирования при возможном разбросе, в пределах допусков, параметров элементов системы и корректирующих устройств. По результатам моделирования производится доводка и уточнение параметров корректирующих устройств.

8. Макетирование системы.

На этом этапе по полученным при расчетах и моделировании данным создается лабораторный макет системы из реальных физических элементов, и проводятся его экспериментальные исследования и доводка.

Это позволяет уточнить принципиальные схемы и параметры корректирующих устройств и элементов системы, так как при определении математи-

ческих моделей объекта и элементов системы пользуются упрощенными линейными моделями, не учитывающим многие факторы, влияющие на работу, как отдельных элементов, так и всей системы в целом (наличие зон нечувствительности, нелинейность характеристик, насыщение и др.).

9. Разработка технической документации и изготовление опытного образца.

После экспериментальных исследований и доводки макета системы по полученным уточненным данным составляется техническая документация на изготовление системы. Составляются описание, принципиальные и монтажные схемы отдельных элементов и всей системы, производится конструкторская разработка, и составляются технологические карты на изготовление. По разработанной документации создается опытный образец, и производятся его производственные испытания, в процессе которых проверяется, удовлетворяет ли он требованиям технического задания.

Если в процессе испытаний отдельные требования ТЗ не удовлетворяются, то производится дальнейшая доработка и доводка системы. Процесс проектирования заканчивается, когда образец удовлетворяет всем требованиям технического задания.

10. Приемочные испытания и передача в эксплуатацию.

Завершающим этапом разработки являются приемочные испытания. Создается межведомственная комиссия (МВК), которая производит испытание созданной системы на соответствие всем требованиям, указанным в техническом задании. По результатам испытаний составляется акт приемки, и разработанная система передается в эксплуатацию.

2. АНАЛИЗ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ

2.1. Математические модели и методы их определения

Разработка любой автоматической системы управления начинается с изучения объекта управления: принципа его действия, режимов работы, возможных способов управления, статических и динамических характеристик.

Целью изучения объекта является определение его математической модели, являющейся формализованным описанием его работы. Эта задача обычно решается на этапе выполнения предпроектных НИР.

Весь процесс определения математической модели можно разделить на следующие основные этапы:

1. Выделение объекта моделирования из окружающей среды;
2. Выбор вида модели (статическая или динамическая) и способа ее разработки (аналитический или экспериментальный);
3. Разработка модели (в общем виде);
4. Определение параметров модели;
5. Проверка адекватности модели реальному объекту.

Математическая модель объекта управления включает математическое описание зависимостей между основными переменными (выходные регулируемые переменные, управляющие воздействия и возмущения) и накладываемые на них ограничения.

При разработке математических моделей необходимо стремиться получить модели *максимально простые*, в типовой форме и обеспечить требуемую точность описания. Требования простоты модели и ее точность являются противоречивыми. Поэтому при разработке моделей приходится принимать компромиссные решения между точностью и полнотой модели с одной стороны и ее сложностью и стоимостью разработки с другой.

Математические модели можно разделить на два вида: *статические и динамические*.

Статические модели описывают установившиеся режимы работы, когда сигналы и регулируемые величины остаются постоянными, неизменными. Для описания статики обычно используются алгебраические уравнения.

Динамические модели описывают переходные режимы работы. Они могут представляться в различных видах:

1. Системы дифференциальных или операторных уравнений первого порядка;
2. Одним дифференциальным или операторным уравнением более высокого порядка;
3. Передаточными функциями;
4. Структурными схемами;
5. Матричное описание в пространстве состояний и др.

Для описания объектов, работающих при случайных воздействиях, используются вероятностные (стохастические) модели.

Из динамических моделей легко получить статические. Достаточно положить производные (или оператор Лапласа) равными нулю.

Можно выделить два подхода к определению математической модели: *аналитический и экспериментальный*.

Аналитический метод основывается на анализе физических процессов, происходящих в объекте. Он применяется в тех случаях, когда хорошо известны физические процессы, происходящие в объекте и законы, которые их описывают, когда эти процессы достаточно изучены и могут быть описаны количественно.

Экспериментальный подход применяется тогда, когда такой информации нет, когда невозможно получить модель аналитически. При этом основную информацию об исследуемом процессе или объекте получают путем непосредственных измерений на нем. Помимо этого экспериментальный подход применяют для проверки адекватности модели, полученной аналитически.

2.2. Методика аналитического определения математической модели

Аналитический метод базируется на использовании физических законов, определяющих ход процессов, происходящих в объекте.

Для простых объектов, в которых протекает один элементарный процесс, математической моделью будет запись уравнения, описывающего этот процесс. Решение задачи определения математической модели сложного объекта, в котором протекают различные физические процессы, может быть осуществлено в такой последовательности:

1. Выделяется объект из окружающей среды и изучается его физическая сущность и протекающие в нем процессы.

2. Определяется назначение объекта, и формулируются цели и задачи управления.

3. Определяются переменные (координаты) характеризующее качество работы (выходные, регулируемые переменные).

4. Устанавливаются переменные (координаты) изменение которых наиболее существенно влияет на качество работы объекта (возможные управляющие воздействия и возмущения).

5. Выявляются и формулируются зависимости между выходными координатами и критериями качества, а также между выходными координатами и возможными управляющими воздействиями и возмущениями, т.е. производится собственно математическое описание работы объекта.

При этом сложный объект удобно представить в виде совокупности более простых, элементарных составных частей с описанием связей между ними.

Декомпозиция объекта может осуществляться как по составу устройств и элементов, входящих в объект, так и по физической сущности процессов, происходящих в нем.

На основании анализа процессов, происходящих в отдельных элементах, структуры объекта определяются их математические модели, которые являются записью физических законов, которым подчиняются происходящие в них процессы. При этом необходимо учитывать связи между элементами структуры и обеспечивать их согласование по физической природе сигналов и их размерностям.

6. Определяется номенклатура и параметры управляющих воздействий, и накладываемые на них ограничения, а также возмущения.

7. По полученной структуре и математическим моделям элементов, путем исключения промежуточных переменных, определяются зависимости между выходными переменными, управляющими сигналами и возмущениями. Эти зависимости и являются собственно математической моделью объекта

8. Вычисляются численные значения параметров модели.

9. Оцениваются точность модели и ее адекватность реальному объекту.

Методику аналитического определения математической модели проиллюстрируем на конкретных объектах, процессы в которых наглядны и достаточно хорошо изучены.

2.2.1. Математическая модель электродвигателя постоянного тока.

Такие двигатели являются наиболее распространенными исполнительными устройствами в автоматических системах. Схема двигателя изображена на рис. 2.1.

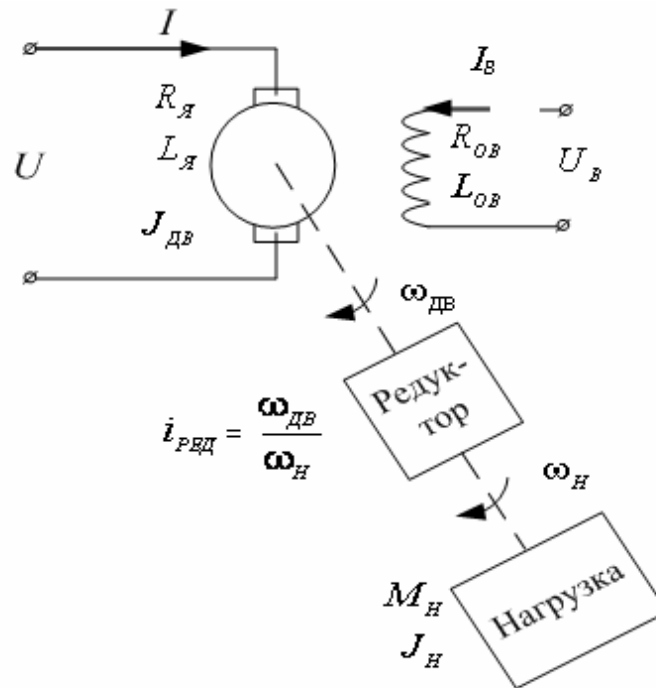


Рис. 2.1

На рисунке:

U, I – напряжение, приложенное к якорю и ток якоря;

$U_в, I_в$ – напряжение и ток возбуждения;

$R_я, L_я$ – сопротивление и индуктивность якорной обмотки. При включении в якорную цепь дополнительных индуктивностей и активных сопротивлений (при питании от усилителей); $R_{яц}, L_{яц}$ – общее активное сопротивление и индуктивность якорной цепи;

$J_{дв}$ – момент инерции якоря двигателя;

$R_{об}, L_{об}$ – сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения;

$\omega_{дв}, \omega_н$ – частота вращения двигателя и нагрузки;

Ред. – редуктор (механическая передача) между двигателем и нагрузкой,

$i_{РЕД} = \frac{\omega_{ДВ}}{\omega_{Н}}$ передаточное отношение редуктора;

$M_{Н}$ – статический момент сопротивления нагрузки;

$J_{Н}$ – момент инерции нагрузки.

Двигатель является сложным объектом, в котором протекают электрические, электромагнитные и механические процессы. Назначение – преобразование электрической энергии в механическую. Цели и задачи управления – регулирование частоты вращения или величины перемещения (угла поворота). Соответственно регулируемые переменными будут механические координаты $\omega_{ДВ}$ и $\varphi_{ДВ}$ (угол поворота). Возможные управляющие воздействия: U , $U_{В}$, магнитный поток Φ , $R_{ДОП}$ – дополнительное сопротивление в якорной цепи.

Возмущения – изменение величины нагрузки $M_{Н}$, $J_{Н}$. При определении математической модели нагрузку удобнее привести к валу двигателя. Полагая КПД редуктора равным единице из условия сохранения мощности можно записать

$$M_{Н} \omega_{Н} = M_{С} \omega_{ДВ} \quad \text{или} \quad M_{С} = M_{Н} \frac{\omega_{Н}}{\omega_{ДВ}} = \frac{M_{Н}}{i_{РЕД}}, \quad (2.1)$$

где $M_{С}$ – момент сопротивления нагрузки, приведенный к валу двигателя.

Из условия сохранения кинетической энергии:

$$J_{Н} \frac{\omega_{Н}^2}{2} = J_{С} \frac{\omega_{ДВ}^2}{2} \quad \text{или} \quad J_{С} = \frac{J_{Н}}{i_{РЕД}^2}, \quad (2.2)$$

где $J_{С}$ – момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя.

Объект сложный. Проведем его декомпозицию по физическим процессам.

- 1) $U = IR_{ЯЦ} + L_{ЯЦ} \frac{dI}{dt} + e$;
- 2) $e = K_E \Phi \omega$;
- 3) $\Phi = f(I_B)$;
- 4) $U_B = I_B R_{ОВ} + L_{ОВ} \frac{dI_B}{dt}$;
- 5) $M_{ДВ} = K_M \Phi I$;
- 6) $M_{ДВ} - M_{С} = J_{ОБЩ} \frac{d\omega}{dt}$.

В этих уравнениях:

e – ЭДС, наводимая в обмотке якоря;

Φ – магнитный поток;

K_E, K_M – конструктивные постоянные, определяемые конструкцией двигателя;

$$J_{\text{ОБЩ}} = J_{\text{ДВ}} + J_{\text{РЕД}} + \frac{J_H}{i_{\text{РЕД}}^2} - \text{общий момент инерции всех движущихся масс.}$$

Эта система уравнений может считаться приближенной математической моделью двигателя, так как при таком описании не учитывались: коммутация на коллекторе, реакция якоря, аэродинамическое сопротивление вращению якоря, рассеивание магнитного потока.

Модель нелинейная (уравнение 3) и эта зависимость не имеет точного аналитического выражения.

При использовании электродвигателей постоянного тока в подавляющем большинстве случаев осуществляют якорное управление изменением напряжения, приложенного к якорю двигателя. Полюсное управление (изменением магнитного потока Φ) возможно только в сторону уменьшения магнитного потока, так как в номинальном режиме магнитная система двигателя близка к насыщению. Уменьшение Φ позволяет регулировать скорость только в сторону увеличения (вверх от основной скорости). Реостатное регулирование путем введения дополнительного сопротивления в цепь якоря неэкономично.

При якорном управлении (двигатели с независим возбуждением и возбуждением от постоянных магнитов), когда магнитный поток остается постоянным ($\Phi = \text{const}$), работа двигателя может быть описана системой четырех уравнений:

$$\begin{aligned} 1) \quad U &= IR_{\text{ЯЦ}} + L_{\text{ЯЦ}} \frac{dI}{dt} + e; \\ 2) \quad e &= C_E \omega; \\ 3) \quad M_{\text{ДВ}} &= C_M I; \\ 4) \quad M_{\text{ДВ}} - M_C &= J_{\text{ОБЩ}} \frac{d\omega}{dt}; \end{aligned} \tag{2.4}$$

или в операторной форме

$$\begin{aligned} 1) \quad U(p) &= R_{\text{ЯЦ}} I(p) + L_{\text{ЯЦ}} p I(p) + e(p); \\ 2) \quad e(p) &= C_E \omega(p); \\ 3) \quad M_{\text{ДВ}}(p) &= C_M I(p); \\ 4) \quad M_{\text{ДВ}}(p) - M_C(p) &= J_{\text{ОБЩ}} p \omega(p); \end{aligned} \tag{2.5}$$

в этих уравнениях $C_E = k_E \Phi = \text{const}$ $C_M = k_M \Phi = \text{const}$ - конструктивные постоянные двигателя.

Исключив из этих уравнений промежуточные переменные $I, e, M_{дв}$, можем получить математическую модель $\omega = f(U, M_c)$ при $J_{общ} = \text{const}$ в виде одного уравнения второго порядка:

$$k_{дв}U = \omega + T_M \frac{d\omega}{dt} + T_я T_M \frac{d^2\omega}{dt^2} + \beta \left(M_c + T_я \frac{dM_c}{dt} \right), \quad (2.6)$$

или в операторной форме

$$k_{дв}U(p) = (1 + T_M p + T_я T_M p^2) \omega(p) + \beta (1 + T_я p) M_c(p). \quad (2.7)$$

В этих уравнениях:

$$k_{дв} = \frac{1}{C_E}; \quad \beta = \frac{R_{яц}}{C_E C_M}; \quad T_я = \frac{L_{яц}}{R_{яц}}; \quad T_M = J_{общ} \beta.$$

Уравнение статики, описывающее установившийся режим, получим, полагив производные равными нулю.

$$k_{дв}U = \omega + \beta M. \quad (2.8)$$

Это уравнение описывает механические характеристики двигателя, изображенные на рис. 2.2.

$$\omega = k_{дв}U - \beta M.$$

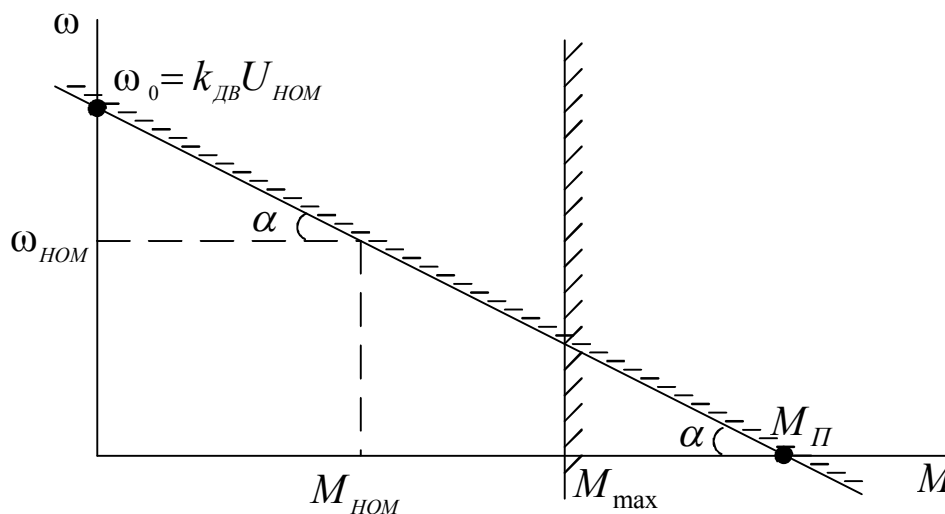


Рис. 2.2

Из механических характеристик наглядно виден физический смысл коэффициентов передачи по управляющему сигналу $k_{ДВ}$ и возмущению β .

$$k_{ДВ} = \frac{\omega_0}{U_{НОМ}} - \text{коэффициент пропорциональности между частотой вращения } \omega_0 \text{ и приложенным напряжением (при отсутствии нагрузки);}$$

ния ω_0 и приложенным напряжением (при отсутствии нагрузки);

$$\beta = \operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta \omega}{\Delta M} = \frac{\omega_0}{M_{П}} - \text{коэффициент наклона механических характери-}$$

стик, характеризует изменение частоты вращения за счет изменения момента нагрузки.

$$\text{Постоянные времени: } T_{Я} = \frac{L_{ЯЦ}}{R_{ЯЦ}} - \text{электрическая постоянная времени}$$

якорной цепи, характеризует скорость изменения тока якоря при отсутствии

ЭДС ($e = 0$), т.е. при заторможенном якоре; $T_M = J_{ОБЩ} \frac{R_{ЯЦ}}{C_E C_M} = J_{ОБЩ} \beta$ - элек-

тротромеханическая постоянная времени, характеризует скорость разгона двигателя (при $M_{ДВ} - M_C = \text{const}$).

Следует отметить, что при изменении момента инерции нагрузки ($J_{ОБЩ} = \text{var}$) математическая модель будет с переменным параметром T_M .

Из операторного уравнения (2.7) легко получаются передаточные функции по управляющему сигналу и возмущению.

Положив $M_C = 0$, получим

$$K_1(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{k_{ДВ}}{1 + T_M p + T_{Я} T_M p^2}, \quad (2.9)$$

при $U = 0$,

$$K_2(p) = \frac{\omega(p)}{M_C(p)} = \frac{-\beta(1 + T_{Я} p)}{1 + T_M p + T_{Я} T_M p^2}. \quad (2.10)$$

При $T_M \geq 4T_{Я}$ корни знаменателя передаточных функции будут действительными и его можно разложить на два сомножителя:

$$1 + T_M p + T_{Я} T_M p^2 = (1 + T_1 p)(1 + T_2 p) = 1 + (T_1 + T_2) p + T_1 T_2 p^2,$$

Откуда

$$\begin{cases} T_M = T_1 + T_2, \\ T_{Я} T_M = T_1 T_2. \end{cases}$$

Решением этой системы уравнений будет

$$T_{1,2} = \frac{T_M}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_J}{T_M}} \right), \quad (2.11)$$

Математическая модель двигателя может быть представлена структурной схемой изображенной на рис. 2.3.

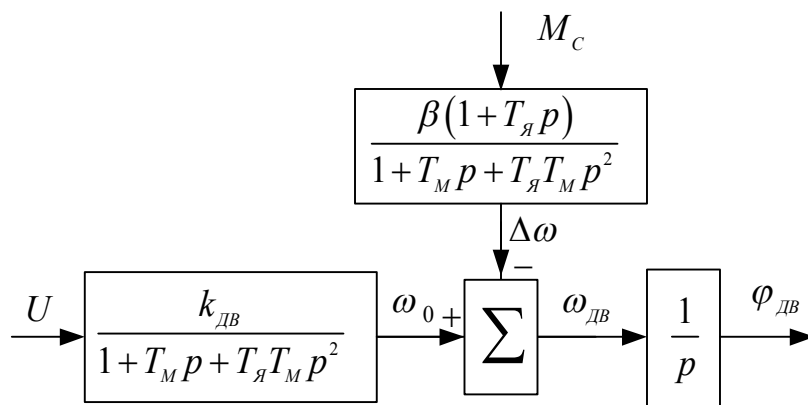


Рис. 2.3

Перенеся точку суммирования на вход, получим рис. 2.4.

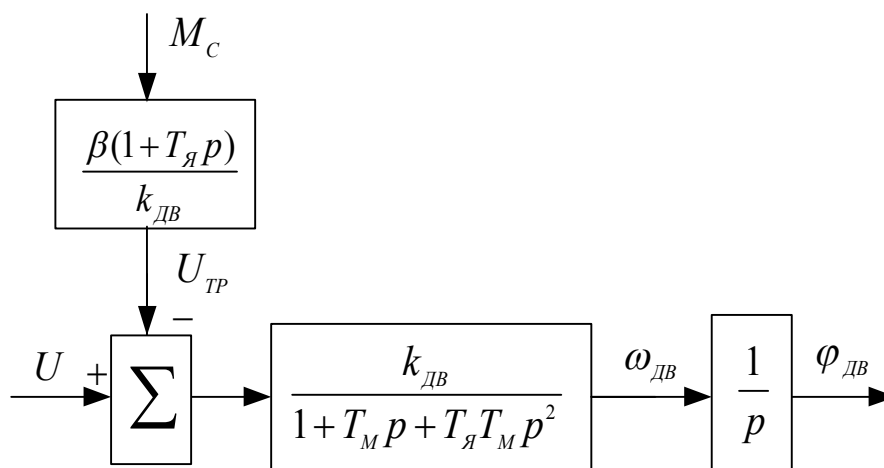


Рис. 2.4

Здесь $\varphi_{ДВ}$ – угол поворота вала двигателя; $U_{ТР}$ – напряжение трогания двигателя (зона нечувствительности), обусловленная наличием нагрузки на его валу.

Если T_J мала (значительно меньше других постоянных времени в системе), математические модели можно упростить.

Считая $T_{я} = 0$ можно записать:

$$K_1(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} \equiv \frac{k_{дв}}{1 + T_M p}, \quad K_2(p) \equiv \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{-\beta}{1 + T_M p}. \quad (2.12)$$

При расчете многоконтурных систем управления электроприводами, построенных по принципу систем подчиненного регулирования, с регуляторами тока, скорости и положения, воспользоваться этими моделями сложно, так как в них нет в явном виде тока якоря. Для расчета таких приводов удобно пользоваться моделью в виде структурной схемы с обратной связью по ЭДС двигателя.

Эта структура достаточно просто составляется по системе операторных уравнений (2.5).

- 1) $U(p) = R_{яц} (1 + T_{я} p) I(p) + e(p)$;
- 2) $e(p) = C_E \omega(p)$;
- 3) $M_{дв}(p) = C_M I(p)$;
- 4) $M_{дв}(p) - M_c(p) = J_{общ} p \omega(p)$;

из первого уравнения

$$I(p) = \frac{U(p) - e(p)}{R_{яц} (1 + T_{я} p)}.$$

Структурная схема соответствующая этим уравнениям изображена на рис. 2.5.

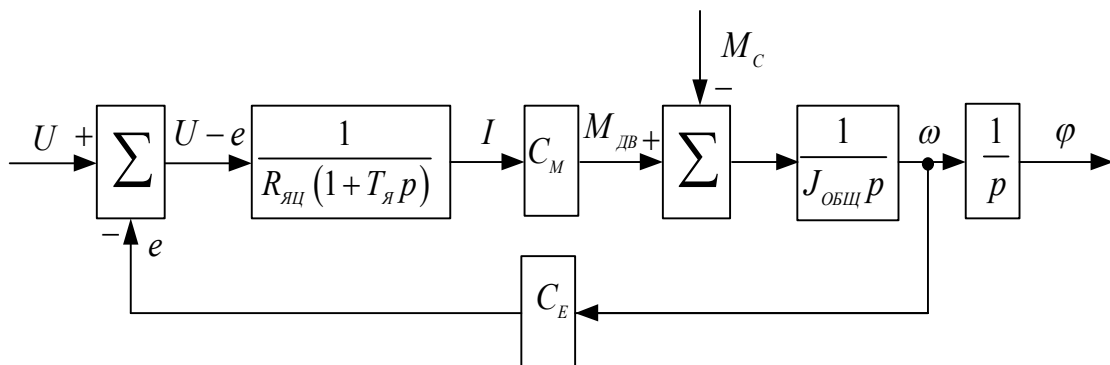


Рис. 2.5

Полученные математические модели описывают динамику любого двигателя постоянного тока при условии $\Phi = const$. Для разных двигателей будут разными только параметры модели: C_E , C_M , $k_{дв}$, β , $T_{я}$, T_M .

При расчете автоматических систем с такими двигателями можно воспользоваться любой из полученных математических моделей. Необходимо лишь вычислить ее параметры по справочным данным.

В справочных данных обычно указываются: $U_{НОМ}$, $I_{НОМ}$, $\omega_{НОМ}$, $P_{НОМ}$, $M_{НОМ}$, M_{\max} , $R_{я}$, $L_{я}$, $J_{дв}$. Из уравнения электрического равновесия якорной цепи в установившемся режиме работы $U = IR_{яц} + C_E \omega$ находится конструктивная постоянная C_E .

$$C_E = \frac{U_{НОМ} - I_{НОМ} R_{яц}}{\omega_{НОМ}} \approx \frac{U_{НОМ}}{\omega_{НОМ}} \left[\frac{В \cdot с}{рад} \right]. \quad (2.14)$$

Конструктивная постоянная C_M находится из уравнения электромагнитного момента

$$C_M = \frac{M_{НОМ}}{I_{НОМ}} \left[\frac{Н \cdot м}{А} \right]. \quad (2.15)$$

В указанных размерностях (в системе СИ) численные значения конструктивных постоянных теоретически равны. Практически $C_M < C_E$, так как при ее вычислении используется значение номинального полезного момента на валу двигателя, который меньше электромагнитного.

Все остальные параметры вычисляются по выражениям, введенным при получении математической модели

$$k = \frac{1}{C_E} \frac{\omega_{дв}}{U_{НОМ} - I_{НОМ} R_{яц}} \approx \frac{\omega_{НОМ}}{U_{НОМ}} \left[\frac{рад}{с \times В} \right] \quad (2.16)$$

$$\beta = \frac{R_{яц}}{C_E C_M} = \frac{\Delta \omega}{\Delta M} = \frac{\omega_0}{M_{\Pi}} \left[\frac{рад}{с \times Н \times м} \right] \quad (2.17)$$

$$T_{я} = \frac{L_{яц}}{R_{яц}} [с]. \quad (2.18)$$

$$T_M = J_{общ} \beta [с]. \quad (2.19)$$

При вычислении параметров следует иметь в виду, что при полном использовании двигателя на номинальную мощность он будет нагреваться, вследствие чего сопротивление обмотки якоря будет возрастать

$$R_T = R_0(1 + \alpha T),$$

где T – температура перегрева;

α – температурный коэффициент сопротивления.

Для чистых металлов $\alpha = 0,004$.

При допустимом для большинства двигателей перегреве $T \approx 50^\circ\text{C}$, рабочее сопротивление якоря с учетом нагрева $R_{\text{ЯРАБ}} \approx 1,2R_{\text{Я0}}$.

2.2.2. Математическая модель двухфазного асинхронного электродвигателя. Схема включения двухфазного асинхронного электродвигателя представлена на рис. 2.6.

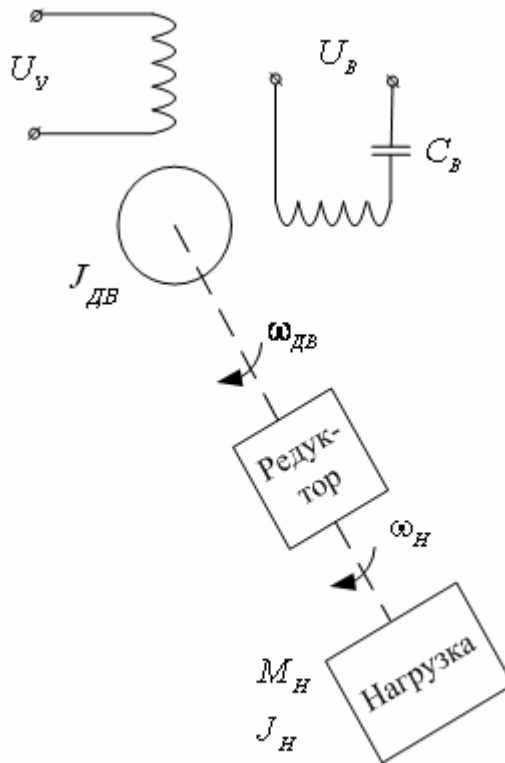


Рис. 2.6

По аналогии с двигателями постоянного тока может быть определена приближенная математическая модель двухфазного асинхронного двигателя в виде передаточных функций:

$$\begin{cases} K_1(p) = \frac{\omega(p)}{U_v(p)} = \frac{k_{\text{ДВ}}}{1 + T_M p}; \\ K_2(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{-\beta}{1 + T_M p}. \end{cases} \quad (2.20)$$

Точная модель описывается нелинейным дифференциальным уравнением 4-го порядка, однако пользоваться ей практически невозможно, так как невозможно вычислить ее параметры по паспортным данным.

Механические характеристики двухфазного асинхронного двигателя изображены на рис. 2.7.

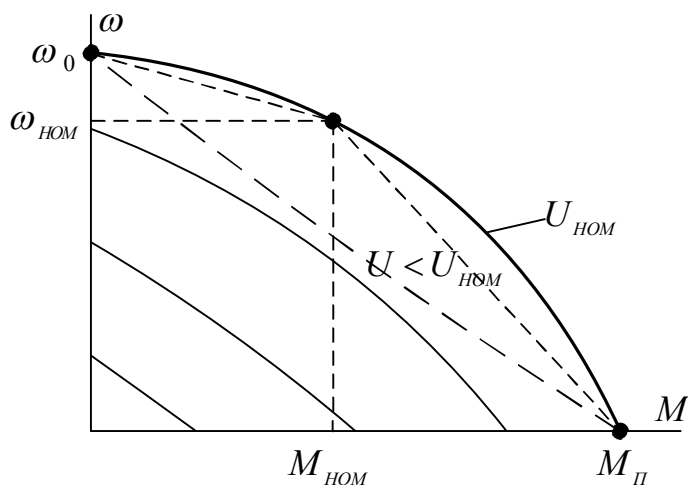


Рис. 2.7

При малых сигналах они близки к линейным. С увеличением сигнала нелинейность возрастает, и при $U_V = U_{НОМ}$ они становятся существенно нелинейными. Поэтому даже при приближенном описании этих двигателей передаточными функциями первого порядка получаем математические модели с переменными параметрами T_M и β , величины которых зависят от режима работы.

В справочных данных двигателей обычно задаются: $P_{НОМ}$, $\omega_{НОМ}$, ω_0 , $M_{НОМ}$, $M_{ПУСК}$, $J_{ДВ}$, $U_{НОМ}$, U_B , C_B . По этим данным могут быть вычислены параметры передаточных функций аналогично двигателям постоянного тока.

По аналогии с двигателем постоянного тока $\omega_0 = k_{ДВ}U$, следовательно

$$k_{ДВ} = \frac{\omega_0}{U_{VНОМ}} \left[\frac{\text{рад}}{\text{с} \times \text{В}} \right].$$

Коэффициент наклона механических характеристик $\beta = \frac{\Delta \omega}{\Delta M}$. Так как характеристика нелинейна, то β оказывается величиной переменной. По справочным данным известны три точки механической характеристики: ω_0 ; $\omega_{НОМ}$, $M_{НОМ}$; $M_{ПУСК}$, что позволяет аппроксимировать эту характеристику отрезками прямых и вычислить три значения β (см. рис. 2.7).

$$\beta_{\min} = \frac{\omega_0 - \omega_{НОМ}}{M_{НОМ}}; \quad \beta_{\max} = \frac{\omega_{НОМ}}{M_{\Pi} - M_{НОМ}}; \quad \beta_{СР} = \frac{\omega_0}{M_{\Pi}}.$$

С изменением β будет изменяться и электромеханическая постоянная T_M от максимального значения $T_{M\max} = \beta_{\max} \cdot J_{\text{ОБЩ}}$ в начале пуска до минимального $T_{M\min} = \beta_{\min} \cdot J_{\text{ОБЩ}}$ при малых нагрузках. В области номинальных значений $\omega_{НОМ}$ и $M_{НОМ}$ коэффициент наклона механических характеристик близок к его значению при малых сигналах и величины β и T_M для этих режимов будут близки к средним значениям $T_{MСР} = \frac{\omega_0}{M_{\Pi}} J_{\text{ОБЩ}}$.

2.2.3. Математическая модель транспортного робота (робокара). В автоматических транспортных системах ГАП для осуществления транспортных операций используются робокары. По принципу построения, т.е. по виду кинематической схемы их можно разделить на несколько групп:

1. Классическая четырехколесная с рулевым приводом.
2. Трехколесная, в которой переднее колесо является ведущим и рулевым (типа детского велосипеда).
3. Одноосная, в которой нет рулевого привода, а управление направлением движения осуществляется за счет разности скоростей движения ведущих колес, расположенных по бортам.

Последняя схема имеет существенные преимущества по сравнению с другими, обеспечивая симметрию движения вперед и назад и минимальные радиусы поворота, вплоть до разворота на месте. Кинематическая схема такого транспортного робота изображена на рис. 2.8.

Ведущие колеса 1 и 2 с индивидуальными силовыми приводами СП1 и СП2, расположены на оси симметрии по бортам. По углам установлены четыре опорных (флюгерных) колеса. Впереди и сзади на продольной оси симметрии расположены датчики трассы Д1 и Д2, выдающие сигнал, пропорциональный величине отклонения датчика от трассы.

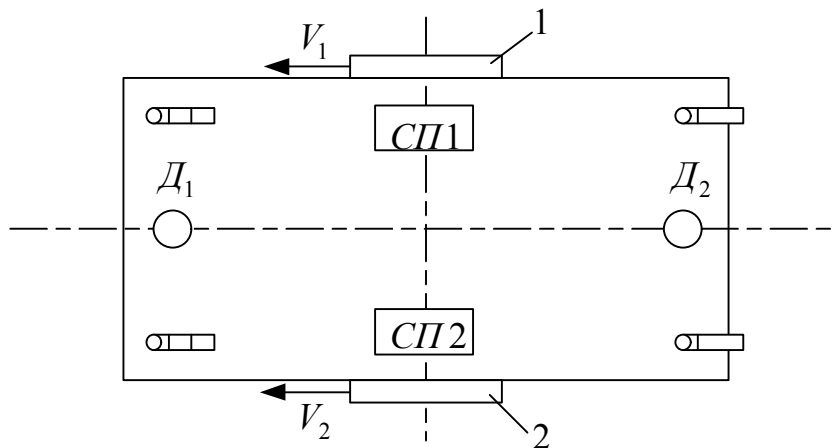


Рис. 2.8

Управление движением осуществляется бортовой системой программного управления. Верхний, программный уровень, который осуществляет:

1. Управление силовыми приводами (направление и скорость движения);
2. Выбор направления движения на разветвлениях трассы;
3. Управление приводом погрузочного-разгрузочного устройства (рольчанг, сталкиватель);
4. Фиксация груза во время движения;
5. Управление приводами тормозов.

Нижний уровень – следящая система – обеспечивает слежение за трассой, путем управления силовыми приводами по сигналу датчика трассы.

Скорость движения задается программно величиной задания на привода U_3 . Слежение за трассой осуществляется по сигналу датчика $U_{датч}$, который суммируется с сигналом задания, обеспечивая отрицательную обратную связь.

$$U_{31} = U_3 + U_{датч}$$

$$U_{32} = U_3 - U_{датч}$$

Скорости вращения колес, пропорциональные сигналам задания, будут изменяться по сигналу датчика, стремясь удерживать датчик над трассой.

Требуется определить математическую модель транспортного робота, связывающую отклонение датчика от трассы x_d с разностью скоростей вращения колес, которая является управляющим сигналом.

$$x_d = f(\Delta V).$$

При определении математической модели будем полагать, что колеса жесткие и отсутствует их проскальзывание во время движения.

Рассмотрим кинематику движения отдельных точек кара, изображенную на рис. 2.9.

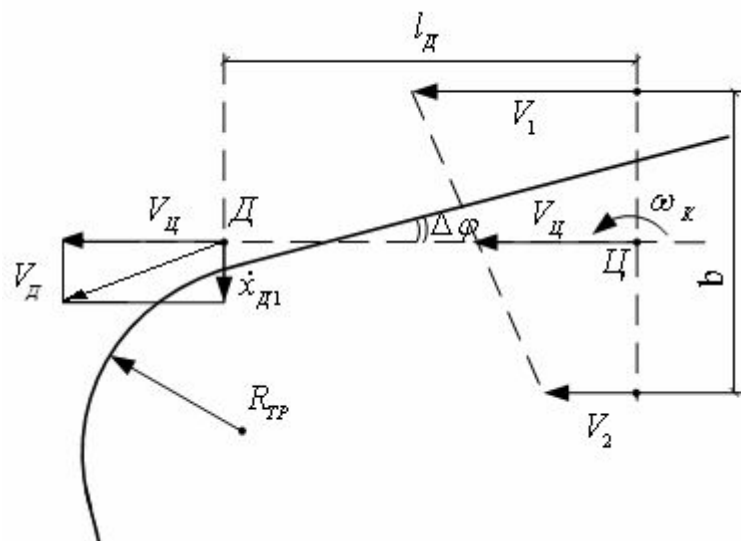


Рис. 2.9

На рисунке:

C – центр кара;

D – точка установки датчика трассы;

b – база (ширина колеи);

l_d – вынос датчика от центра вперед;

V_1, V_2 – скорости движения колес (бортов);

ω_k – угловая скорость разворота кара;

V_c – заданная скорость движения.

Движение кара можно разделить на две составляющие: поступательное, направленное по продольной оси симметрии, и вращательное вокруг центра C . При совпадении направления продольной оси с направлением трассы поступательное движение не будет влиять на отклонение датчика. Отклонение же датчика будет определяться угловой скоростью разворота кара ω_k и отличием направления движения кара от направления трассы. Для описания движения кара можно записать следующие уравнения:

1. Скорость движения центра кара, которая задается программно

2.
$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}. \quad (2.21)$$

3. Угловая скорость разворота кара

$$\omega_k = \frac{V_1 - V_2}{b}. \quad (2.22)$$

4. Линейная скорость перемещения датчика в направлении, перпендикулярном продольной оси за счет вращения кара

$$\dot{x}_{d1} = \omega_k l_d. \quad (2.23)$$

5. Линейная скорость перемещения датчика за счет отклонения направления движения от направления трассы

$$\dot{x}_{d2} = V_c \operatorname{tg} \Delta \varphi. \quad (2.24)$$

6. Отклонение направления движения кара от направления трассы

$$\Delta \varphi = \varphi_k - \varphi_{TP}, \quad (2.25)$$

где φ_k – направление движения кара;

φ_{TP} – направление трассы.

7. Суммарная скорость отклонения датчика от трассы

$$\dot{x}_d = \dot{x}_{d1} + \dot{x}_{d2}. \quad (2.26)$$

8. Величина отклонения датчика от трассы

$$x_d = \int \dot{x}_d(t) dt + x_0. \quad (2.27)$$

Изменение направления трассы происходит на поворотах трассы, которые выполняются по радиусам R_{TP} . Для описания поворотов удобно ввести понятие угловой скорости поворота трассы:

$$8. \omega_{TP} = \frac{V_{ц}}{R_{TP}}. \quad (2.28)$$

9. Разность угловых скоростей поворота кара и трассы

$$\Delta\omega = \omega_K - \omega_{TP}. \quad (2.29)$$

10. Разность направлений движения кара и трассы

$$\Delta\varphi = \int \Delta\omega(t) dt + \Delta\varphi_0. \quad (2.30)$$

Записанная система уравнений позволяет представить математическую модель в виде структурной схемы рис. 2.10, входами которой являются разность скоростей колес ΔV и скорость поворота трассы ω_{TP} , а выходом – отклонение датчика от трассы.

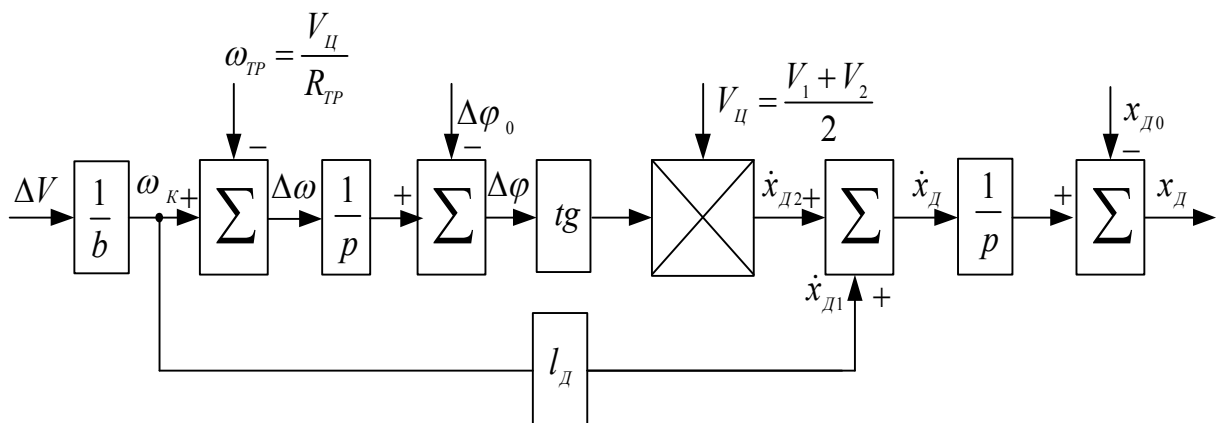


Рис. 2.10

Модель нелинейная, содержит тригонометрическую функцию tg и множительное устройство (уравнение 2.24). На структурной схеме начальные условия соответствуют:

$\Delta\varphi_0$ – начальное отклонение направления движения от направления трассы;

$x_{д0}$ – начальное смещение датчика относительно трассы.

В процессе движения заданная скорость $V_{зад}$ поддерживается постоянной на отдельных интервалах движения (движение по прямой, поворот), что позволяет заменить множительное устройство умножением на постоянный коэффициент $V_{ц}$. Разность направлений кара φ_K и трассы $\varphi_{тр}$ обычно не превышает $10 \div 15$ градусов, поэтому приближенно можно считать $tg\Delta\varphi \approx \Delta\varphi$. При этих допущениях модель становится линейной, изображенной на рис. 2.11.

При нулевых начальных условиях модель описывается передаточной функцией:

$$K(p) = \frac{k_{об}(1 + T_{об}p)}{p^2}, \quad (2.31)$$

где $k_{об} = \frac{V_{ц}}{b}$; $T_{об} = \frac{l_{д}}{V_{ц}}$.

Анализ параметров математической модели показывает, что увеличение скорости движения V увеличивает $k_{об}$ и уменьшает $T_{об}$, что делает его менее устойчивым. Изменение выноса датчика $l_{д}$ также приводит к изменению устойчивости. При уменьшении $l_{д}$ уменьшается форсировка $T_{об}$, что также снижает устойчивость. При расположении датчика в центре кара ($l_{д} = 0$) $T_{об} = 0$ и объект становится структурно неустойчивым.

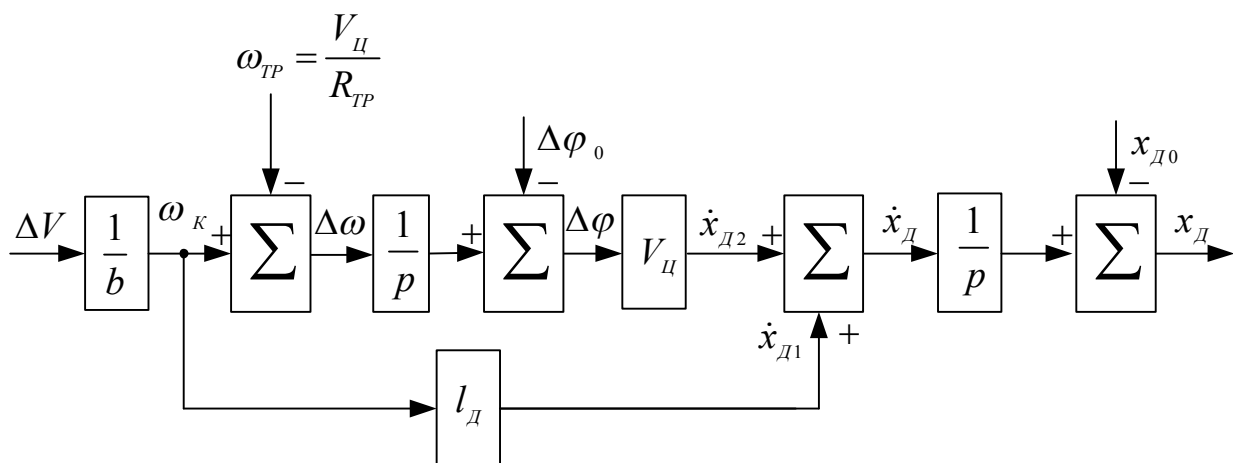


Рис. 2.11

2.2.4. Математические модели четырехполюсников. Для коррекции динамических свойств автоматических систем широко используются пассивные и активные электрические четырехполюсники. Их принципиальные электрические схемы, частотные характеристики и расчетные соотношения для расчета параметров приводятся в справочной литературе. Однако следует иметь в виду, что приводимые расчетные соотношения соответствуют работе четырехполюсника на холостом ходу, когда сопротивление нагрузки значительно больше выходного сопротивления четырехполюсника. Кроме того, типовые корректирующие четырехполюсники не всегда обеспечивают получение требуемых частотных характеристик. В связи с этим возникает необходимость определить передаточную функцию и частотные характеристики по принципиальной электрической схеме.

Эта задача может быть решена путем описания процессов, происходящих в схеме, известными законами электротехники (Ома, Кирхгофа). Рассмотрим это на примере дифференцирующего звена, схема которого приведена на рис. 2.12.

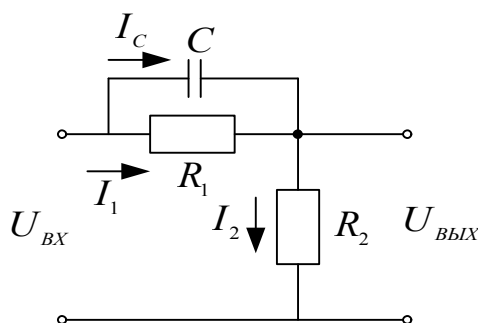


Рис. 2.12

Для этой схемы можно записать систему уравнений:

$$U_{BX} = I_1 R_1 + I_2 R_2$$

$$U_{ВЫХ} = I_2 R_2$$

$$I_1 R_1 = U_C$$

$$U_C = \frac{1}{C} \int I_C dt$$

$$I_1 + I_C = I_2$$

Исключив промежуточные переменные из этой системы уравнений, можем получить интересующую нас передаточную функцию

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{BX}(p)}.$$

Однако эта задача может быть решена значительно проще, если воспользоваться операторными выражениями для сопротивлений элементов схемы. Представим схему, изображенную на рис. 2.13, в виде Г – образного четырехполюсника, который представляет собой делитель напряжения.

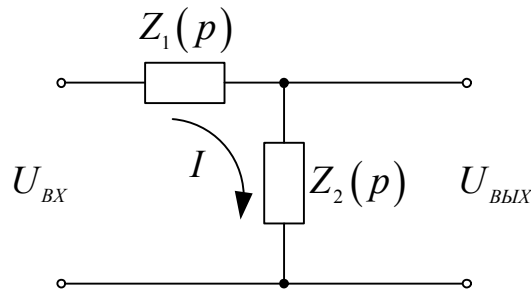


Рис. 2.13

Для этого делителя

$$1) I(p) = \frac{U_{BX}(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}.$$

$$2) U_{ВЫХ}(p) = I(p) \cdot Z_2(p) = \frac{U_{BX}(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \cdot Z_2(p).$$

Передачная функция четырехполюсника:

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{BX}(p)} = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}. \quad (2.32)$$

Для определения передаточной функции достаточно знать выражения комплексных сопротивлений для индуктивности L ($Z_L(p) = Lp$), емкости C ($Z_C(p) = \frac{1}{Cp}$) и активного сопротивления R ($Z_R(p) = R$) и правила определения сопротивлений при параллельном и последовательном соединении элементов. Так для рассматриваемого примера:

$$Z_1(p) = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{Cp}}{R_1 + \frac{1}{Cp}} \quad Z_2(p) = R_2$$

$$K(p) = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{R_1 Cp + 1}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_1 Cp + 1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cp + 1}; \quad K(p) = k \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p},$$

где $k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$; $T_1 = R_1 C$; $T_2 = k T_1$; $K(0) = K$; $K(\infty) = 1$.

ЛАХ четырехполюсника приведена на рис. 2.14.

Активные четырехполюсники реализуются на операционных усилителях, которые могут быть включены по инвертирующей или неинвертирующей схемам, изображенным на рис. 2.15 и 2.16 соответственно.

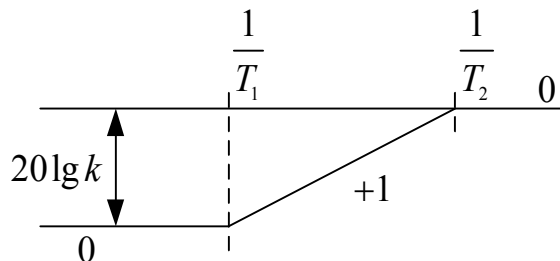


Рис. 2.14

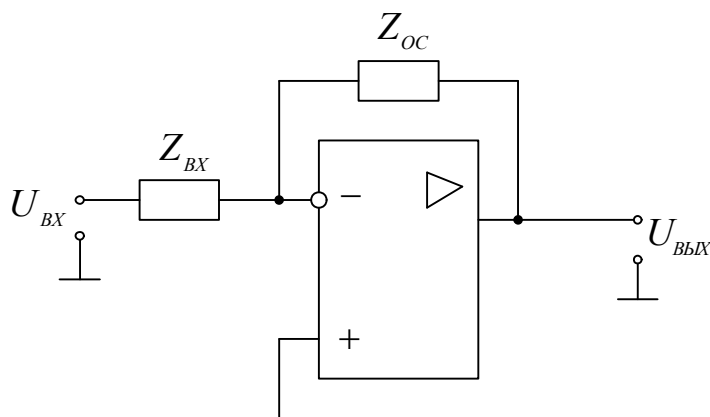


Рис. 2.15. Инвертирующая схема включения

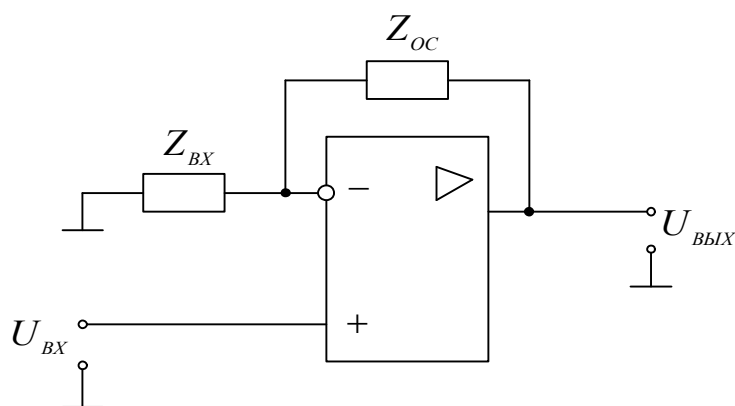


Рис. 2.16. Неинвертирующая схема включения

Передаточная функция активного четырехполюсника определяется так же отношением комплексных сопротивлений.

Для инвертирующей схемы

$$K(p) = -\frac{Z_{OC}(p)}{Z_{BX}(p)}. \quad (2.33)$$

Для неинвертирующей схемы

$$K(p) = 1 + \frac{Z_{OC}(p)}{Z_{BX}(p)}. \quad (2.34)$$

В этих схемах $Z_{BX}(p)$ и $Z_{OC}(p)$ могут представлять собой сложные схемы, состоящие из многих элементов. Подбирая соответствующие элементы можно получить требуемые передаточные функции.

Следует отметить, что при определении передаточных функций необходимо вначале решить задачу в общем виде, затем ввести обозначения параметров через k и T , и только потом вычислить численные значения этих параметров. Это позволит значительно сократить количество ошибок при определении математических моделей.

2.3. Определение математических моделей по экспериментальным данным

Экспериментальные методы применяются в тех случаях, когда получить математическую модель аналитически затруднительно (например, из-за сложности и недостаточной изученности процессов, происходящих в объекте), а также для проверки и уточнения математических моделей, полученных аналитически.

Создание точной рабочей модели сложного объекта без экспериментальной проверки и доводки практически невозможно, так как аналитическая модель бывает либо недостаточно точной и надежной, либо очень сложной и громоздкой.

Задача эксперимента состоит в получении упрощенных функциональных связей между интересующими переменными процесса. Критерием подбора таких упрощенных функций является минимизация отклонения реакции в модели от реакции в реальном объекте.

Эксперимент может быть активным и пассивным.

При активном эксперименте на объект подаются искусственные (пробные) воздействия различного вида (ступенчатые, импульсные, гармонические, случайные) и фиксируется реакция объекта на эти воздействия.

При пассивном эксперименте пробные воздействия не подаются, а осуществляется непрерывная регистрация входных и выходных переменных в процессе нормальной эксплуатации объекта.

Каждый их способов имеет свои достоинства и недостатки.

К достоинствам активного эксперимента можно отнести:

1. Возможность целенаправленного воздействия на объект и выбора вида, и величины пробных воздействий, что позволяет быстрее и проще вскрывать зависимости между интересующими переменными, определять области оптимальных режимов работы объекта;

2. Возможность варьирования величины пробных воздействий позволяет получить достаточную воспроизводимость и достоверность полученных результатов, выявить области локальных и глобальных экстремумов;

3. Возможность поддерживать на постоянном уровне в процессе эксперимента значения других входных переменных (за исключением изменяемой) повышает точность и достоверность результатов.

Недостатком активного эксперимента является то, что его проведение возможно лишь в лабораторных или полупроизводственных условиях при выключении объекта из режима нормальной эксплуатации.

Достоинством пассивного эксперимента является то, что он проводится без выключения объекта из эксплуатации, т.е. в процессе его нормального функционирования.

Недостатками же пассивного эксперимента являются:

1. Длительность времени эксперимента и сложность обработки экспериментальных данных, так как экспериментатор вынужден ждать естественного изменения воздействий позволяющих выявить интересующие зависимости между переменными;

2. Невозможность стабилизировать управляющие воздействия не позволяет фиксировать реакции объекта на отдельные воздействия, что значительно усложняет обработку экспериментальных данных и получение математических моделей;

3. Полученные математические модели справедливы лишь в узком диапазоне изменения воздействий (какие имели место в процессе эксперимента), а полученные условия оптимальности могут быть лишь локальными экстремумами для объекта.

2.3.1. Определение математических моделей по экспериментальным переходным характеристикам. Для определения динамических математических моделей наибольшее распространение получили методы анализа временных (переходных и импульсных переходных) характеристик и методы анализа частотных характеристик. Математические модели определяются по результатам активного эксперимента.

Наиболее простым из них является метод анализа переходных характеристик. При этом на вход объекта или процесса задается ступенчатое воздействие величиной Δx относительно x_0 , определяющего нормальный (установившейся) режим работы объекта и фиксируется реакция объекта на это воздействие. Недостатком метода является то, что он применим только для линейных объектов.

При постановке эксперимента величина Δx должна выбираться по возможности большей, чтобы свести к минимуму погрешности, обусловленные

действием возмущений (изменением других переменных, которые должны оставаться постоянными) и погрешностями измерительных приборов. С другой стороны Δx ограничена допустимыми значениями x и зоной линейности статических характеристик исследуемого объекта. Выход из зоны линейности приведет к погрешностям определения математической модели. Обычно характеристики снимаются в приращениях относительно рабочей точки (x_0, y_0) , координаты которой для линейного объекта принимаются за начало отсчета.

Математические модели желательно получать наиболее простые и в типовой форме записи (в виде типового динамического звена).

Для простых объектов, описываемых уравнениями первого или второго порядка, вид модели определяется по виду переходной характеристики, а ее параметры вычисляются путем простых построений. Рассмотрим это на примерах.

Пример 2.1. Переходная характеристика имеет вид, изображенный на рис. 2.17.

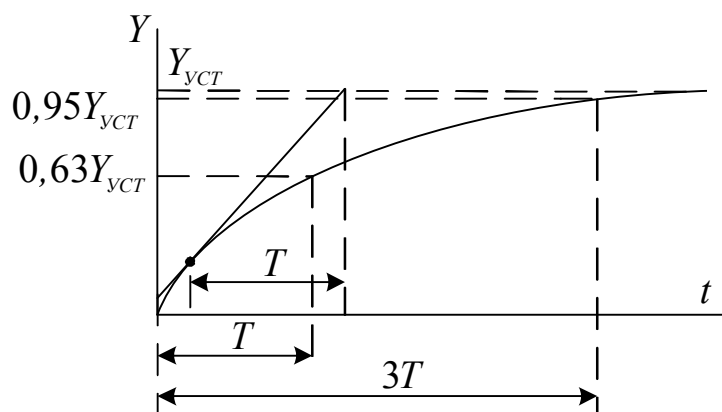


Рис. 2.17

Объект с такой переходной характеристикой можно описать передаточной функцией инерционного звена.

$$K(p) = \frac{k}{1 + Tp} . \quad (2.35)$$

Коэффициент передачи k определяется отношением выходного и входного сигнала в установившемся режиме $k = \frac{Y_{уст}}{x}$ или по статической характеристике $k = \frac{\Delta y}{\Delta x}$. Размерность коэффициента определяется размерностями сигналов.

Аналитическое выражение переходной характеристики инерционного звена:

$$Y(t) = Y_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (2.36)$$

Постоянную времени T можно вычислить несколькими способами:

$$Y(T) = Y_{уст} (1 - e^{-1}) = 0,63Y_{уст},$$

$$Y(3T) = Y_{уст} (1 - e^{-3}) = 0,95Y_{уст},$$

или по касательной, проведенной в любой точке переходной характеристики: это отрезок времени от точки касания до пересечения касательной с установившимся значением.

При определении постоянной времени необходимо вычислить ее всеми способами (на уровне $0,63Y_{уст}$, $0,95Y_{уст}$ проводя касательные к разным точкам характеристики), а затем результат усреднить.

Пример 2.2. Переходная характеристика имеет вид, изображенный на рис. 2.18.

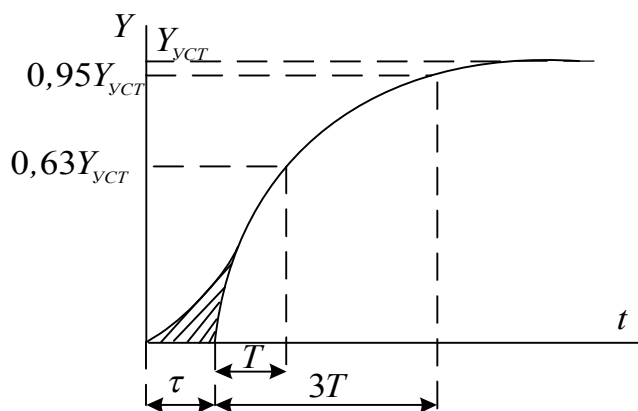


Рис. 2.18

Точную математическую модель в этом случае определить невозможно. Приблизительно объект можно описать передаточной функцией инерционного звена с запаздыванием.

$$K(p) = \frac{k}{1 + Tp} e^{-\tau \cdot p}. \quad (2.37)$$

Переходная характеристика такого звена – экспонента, сдвинутая по времени на величину запаздывания τ . При таком описании погрешность определится заштрихованным участком характеристики на интервале времени $t \leq \tau$.

Коэффициент передачи и постоянная времени определяются аналогично примеру 2.1.

Пример 2.3. Объекты с переходными характеристиками вида 2.19 и 2.20 можно описать передаточной функцией

$$K(p) = \frac{k(1 + T_1 p)}{1 + T_2 p}. \quad (2.38)$$

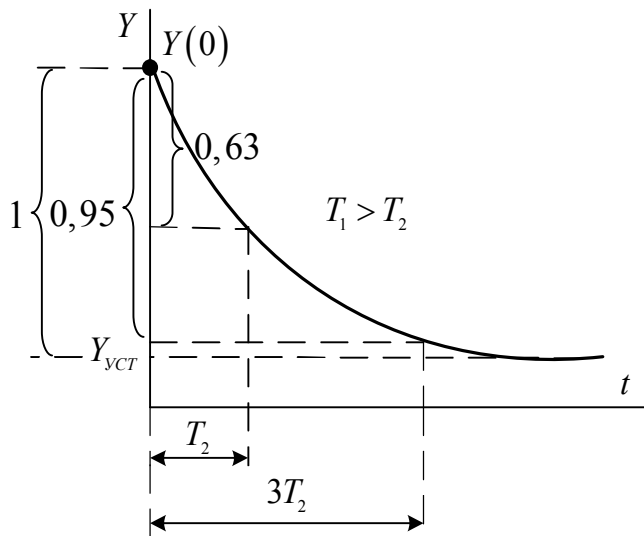


Рис. 2.19

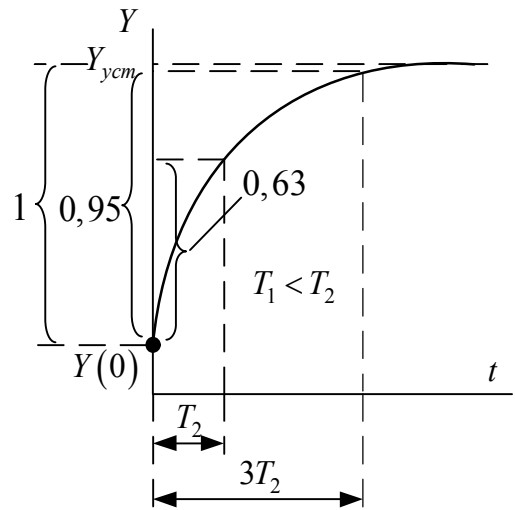


Рис. 2.20

Вид характеристики определяется соотношением форсировки T_1 и инерционности T_2 .

Инерционность T_2 определяет скорость изменения выходного сигнала. Она может быть вычислена, как и в предыдущих случаях, по касательной, а также по изменению выходного сигнала на 63% и 95%.

Форсировка T_1 определяет только начальное значение $Y(0)$.

$$Y(0) = x \cdot K(\infty) = x \frac{kT_1}{T_2} = \frac{T_1}{T_2} Y_{уст}. \quad (2.39)$$

При записи переходных характеристик не всегда удается зафиксировать начальное значение $Y(0)$ из-за инерционности регистрирующего прибора. В таких случаях значение $Y(0)$ можно вычислить по аналитическому выражению переходной характеристики. Для характеристики рис. 2.19.

$$Y_i - Y_{уст} = (Y(0) - Y_{уст}) e^{-\frac{t_i}{T_2}}. \quad (2.40)$$

Взяв несколько точек характеристики, (t_i, Y_i) вычисляется $Y(0)$, а по нему и T_1 .

Пример 2.4. Объект с характеристикой вида рис. 2.21 можно описать инерционным звеном с интегратором $K(p) = \frac{k}{p(1+Tp)}$ (см. рис. 2.22). Коэффициент передачи определится наклоном асимптоты, к которой стремится характеристика $k = \frac{\Delta y}{\Delta t \cdot x}$. Размерность коэффициента – размерностями сигналов в единицу времени. За время, равное $3T$ характеристика станет практически прямой.

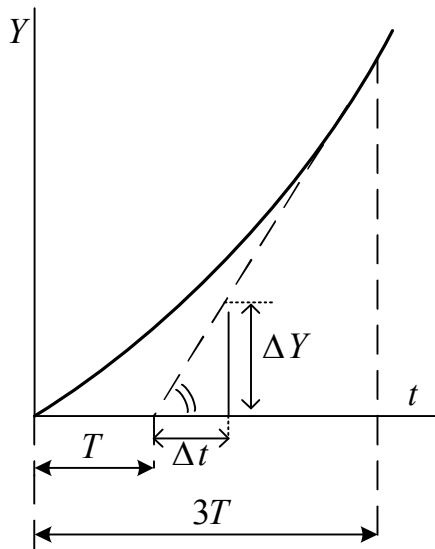


Рис. 2.21

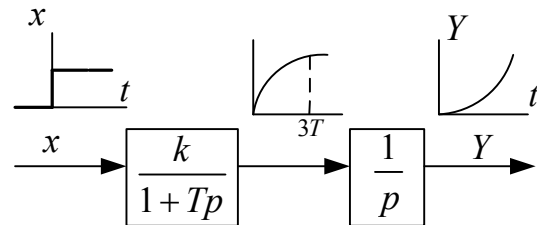


Рис. 2.22

Пример 2.5. Объекты с переходными характеристиками вида рис. 2.23 могут быть описаны передаточными функциями колебательного звена

$$K(p) = \frac{k}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1} \quad \text{при} \quad T_1 < 2T_2, \quad (2.41)$$

или

$$K(p) = \frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} \quad \text{при} \quad \xi < 1 \quad (2.42)$$

с комплексными корнями.

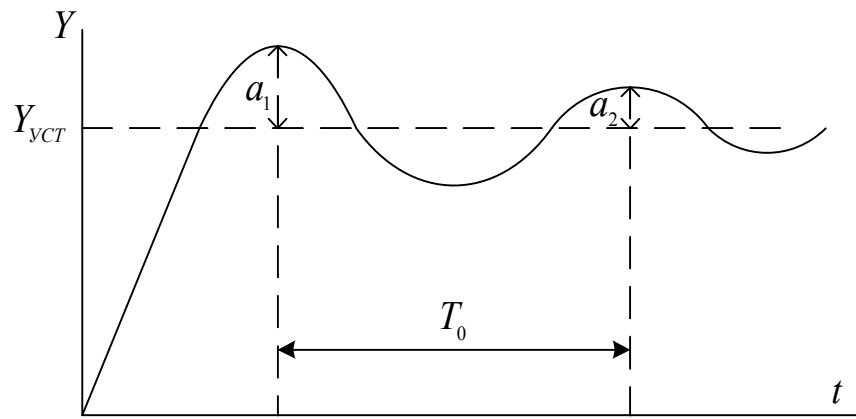


Рис. 2.23

Коэффициент передачи определяется по установившимся значениям сигналов:

$$k = \frac{Y_{уст}}{x}$$

Для вычисления постоянных времени необходимо вычислить частоту собственных колебаний

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} \quad (2.43)$$

и декремент затухания

$$\alpha = \frac{1}{T_0} \ln \frac{a_1}{a_2} \quad (2.44)$$

Параметры математической модели вычисляются по выражениям:

$$T^2 = T_2^2 = \frac{1}{\alpha^2 + \omega_0^2} \quad (2.45)$$

$$T_1 = \frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega_0^2} \quad (2.46)$$

$$\xi = \alpha T \quad (2.47)$$

Корни характеристического уравнения (2.41)

$$P_{1,2} = \frac{-T_1 \pm \sqrt{T_1^2 - 4T_2^2}}{2T_2^2} = -\alpha \pm j\omega_0$$

Действительная часть корней определяет скорость затухания переходного процесса $\alpha = \frac{T_1}{2T_2^2}$, и мнимая часть $\omega_0 = \frac{\sqrt{4T_2^2 - T_1^2}}{2T_2^2} = \frac{1}{T_2} \sqrt{1 - \frac{T_1^2}{4T_2^2}}$, определяет частоту собственных колебаний. Из этих выражений получаются расчетные соотношения (2.45), (2.46), (2.47).

Для объектов, описываемых уравнениями выше второго порядка получить математические модели по переходным характеристикам значительно сложнее. Для таких объектов более точные результаты дает метод анализа экспериментальных частотных характеристик.

2.3.2. Определение математических моделей по экспериментальным частотным характеристикам. При постановке эксперимента на вход исследуемого объекта подается гармонический сигнал постоянной амплитуды, частота которого изменяется от 0 до ω_{\max} , при которой амплитуда выходного сигнала еще может быть зарегистрирована. Задаваемые частоты входного сигнала выбираются приблизительно равномерно в логарифмическом масштабе.

Для снятия амплитудных и фазовых частотных характеристик записываются осциллограммы входного и выходного сигналов. Амплитуда входного сигнала должна выбираться по возможности большей, но желательно, чтобы объект при этом работал в зоне линейности статической характеристики.

В принципе метод применим и для нелинейных объектов, но в этом случае необходимо выделять первую гармонику выходного сигнала, по которой получим математическую модель, линеаризованную методом гармонической линеаризации.

Блок схема эксперимента изображена на рис. 2.24.

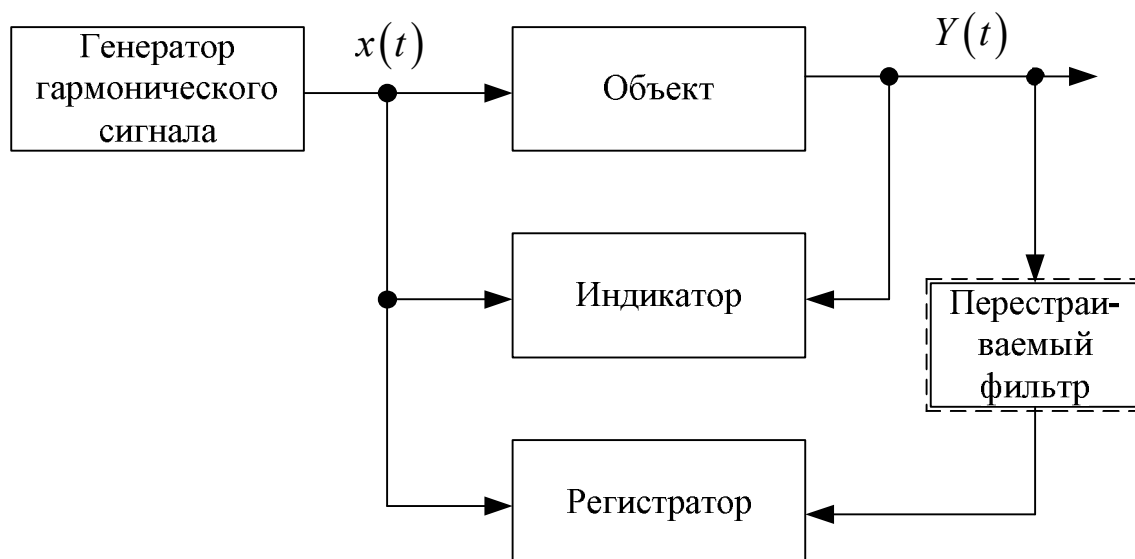


Рис. 2.24

В результате эксперимента записывается ряд осциллограмм (на каждой задаваемой частоте), вид которых представлен на рис. 2.25.

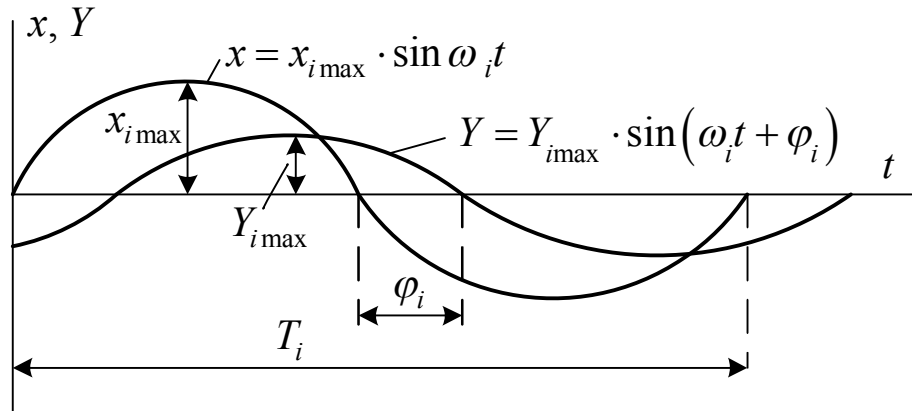


Рис. 2.25

$$A(\omega_i) = \frac{Y_{i \max}}{x_{i \max}}.$$

$$\varphi(\omega_i) = \frac{2\pi}{T_i} \varphi_i \text{ [рад]}; \quad \varphi_i = \frac{360}{T_i} \varphi_i \text{ [град]}.$$

По осциллограммам вычисляются значения амплитудной и фазовой частотных характеристик

Передаточную функцию можно определить, построив логарифмическую амплитудную частотную характеристику $L(\omega_i) = 20 \lg A(\omega_i)$. Аппроксимировав эту характеристику отрезками прямых с наклонами, кратными $20 \frac{\text{дБ}}{\text{дек}}$ определяются сопрягающие частоты $\omega_1, \omega_2, \omega_3$.

По виду ЛАХ и сопрягающим частотам записывается выражение передаточной функции и фазовой частотной характеристики. Для ЛАХ, изображенной на рис. 2.26, передаточная функция

$$K(p) = \frac{k(1 + T_2 p)}{(1 + T_1 p)^2 (1 + T_3 p)},$$

и фазовая частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -2 \arctg \omega T_1 + \arctg \omega T_2 - \arctg \omega T_3.$$

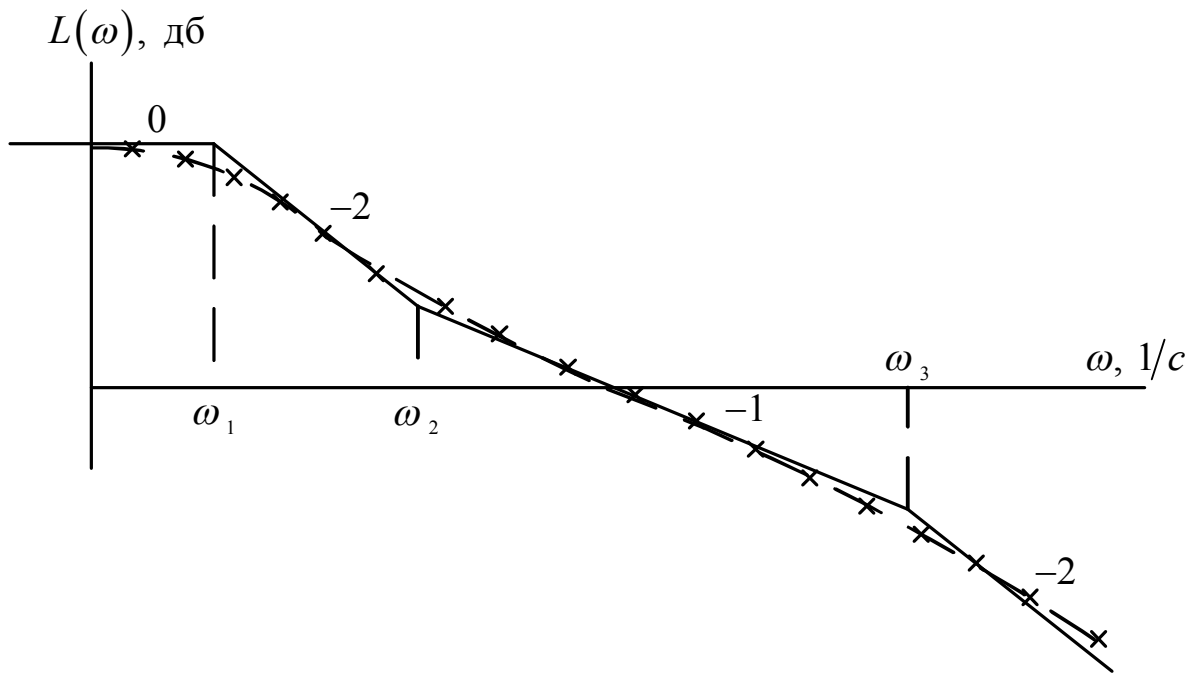


Рис. 2.26

По полученному выражению $\varphi(\omega)$ строится расчетная фазовая характеристика, которая сравнивается с экспериментальной. По результатам сравнения корректируются значения постоянных времени.

Этот метод довольно трудоемок, требует большого объема работы, как при постановке эксперимента, так и при обработке полученных результатов.

2.3.3. Метод узловых частот. При экспериментальном определении математических моделей по частотным характеристикам более точные результаты при меньших затратах дает метод узловых частот. При этом нет необходимости полностью строить частотные характеристики. Достаточно определить общий вид АЧХ, пределы изменения ФЧХ и определить узловые частоты, на которых ФЧХ принимает определенные значения (в большинстве кратные $-\frac{\pi}{2}$). Основные положения метода рассмотрим на примере объекта четвертого порядка

$$K(p) = \frac{k}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4}. \quad (2.48)$$

Фазовая частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -\frac{V(\omega)}{U(\omega)} = -\frac{\omega(a_1 - a_3 \omega^2)}{1 - a_2 \omega^2 + a_4 \omega^4}. \quad (2.49)$$

где $V(\omega) = \omega(a_1 - a_3 \omega^2)$ – мнимая частотная характеристика;

$U(\omega) = 1 - a_2 \omega^2 + a_4 \omega^4$ – вещественная частотная характеристика.

Для устойчивого объекта годограф Михайлова будет последовательно проходить 4 квадранта (рис. 2.27).

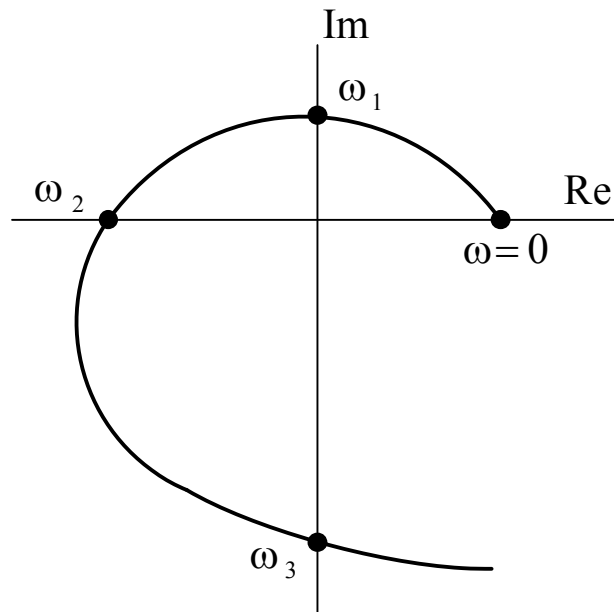


Рис. 2.27

На частотах ω_1 и ω_3 вещественная характеристика равна нулю

$$\begin{cases} 1 - a_2\omega_1^2 + a_4\omega_1^4 = 0 \\ 1 - a_2\omega_3^2 + a_4\omega_3^4 = 0 \end{cases} \quad (2.50)$$

а на частотах $\omega = 0$ и $\omega = \omega_2$ мнимая характеристика равна нулю

$$\omega (a_1 - a_3\omega_2^2) = 0. \quad (2.51)$$

Решением системы уравнений (2.50) и (2.51) будет

$$a_2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_3^2}{\omega_1^2\omega_3^2} a_3, \quad \frac{a_1 - a_3}{\omega_2^2} a_4 = \frac{1}{\omega_1^2\omega_3^2}. \quad (2.52)$$

Коэффициент a_1 может быть определен из выражения фазовой характеристики (2.49) при $\omega \rightarrow 0$.

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \varphi(\omega) = \lim_{\omega \rightarrow 0} - \frac{a_1\omega - a_3\omega^3}{1 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4} = -a_1\omega.$$

Из этого выражения следует, что a_1 является коэффициентом наклона касательной, проведенной к начальной части фазовой характеристики

$$a_1 = \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega} \quad \text{при } \omega \rightarrow 0. \quad (2.53)$$

Аналогично можно получить расчетные соотношения для вычисления параметров передаточных функций объектов более высокого порядка, а также содержащих интеграторы и дифференциаторы. Так в [12] приведены таблицы типовых фазовых характеристик и формулы для расчета параметров передаточных функций объектов, описываемых передаточными функциями вида

$$K(p) = \frac{k}{p^\gamma D(p)}; \quad K(p) = \frac{k(1+bp)}{p^\gamma(1+ap)}; \quad K(p) = \frac{k(1+bp)}{p^\gamma(1+a_1p+a_2p^2)}, \quad (2.54)$$

где $\gamma = 0, \pm 1$; $D(p)$ – полином до пятого порядка.

Пользуясь таблицами для определения передаточных функций методом узловых частот необходимо:

1. Изменяя частоту входного сигнала от 0 до ∞ , определить пределы изменения ФЧХ;
2. По таблицам найти аналогичную ФЧХ, на которой указаны узловые частоты и общий вид передаточной функции;
3. Экспериментально определить узловые частоты, на которых ФЧХ принимает заданные значения;
4. По формулам, приведенным в таблицах, вычислить параметры передаточных функций.

В табл. 2.1 приведены ФЧХ и расчетные соотношения для вычисления параметров передаточных функций статических объектов, описываемых уравнениями третьего, четвертого и пятого порядка.

Таблица 2.1

<p>Передаточная функция</p>	$\frac{k}{1+a_1p+a_2^*p^2+a_3p^3}$	$\frac{k}{1+a_1p+a_2p^2+a_3p^3+a_4p^4}$	$\frac{k}{1+a_1p+a_2p^2+a_3p^3+a_4p^4+a_5p^5}$	
<p>ФЧХ</p>				
<p>Сводка формул</p>	$a_1 = -tg\alpha; \quad a_2^* = \frac{1}{\omega_1^2}; \quad a_2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_3^2}{\omega_1^2 \cdot \omega_3^2}; \quad a_3 = \frac{a_1}{\omega_2^2}; \quad a_4 = \frac{1}{\omega_1^2 \cdot \omega_3^2}; \quad a_5^* = \frac{a_1(\omega_2^2 + \omega_4^2)}{\omega_2^2 \cdot \omega_4^2}; \quad a_5 = \frac{a_1}{\omega_2^2 \cdot \omega_4^2}$			

3. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

3.1. Исполнительные элементы

Основными функциональными элементами автоматических систем являются:

- исполнительные элементы;
- усилители мощности;
- датчики;
- усилительно–преобразовательные устройства;
- корректирующие устройства.

При проектировании и расчете автоматических систем выбор элементов обычно начинают с выбора исполнительных устройств, так как от их выбора во многом зависит выбор других элементов (усилителей мощности, усилительно–преобразовательных устройств).

По роду энергии питания исполнительные элементы подразделяются на три группы:

- пневматические;
- гидравлические;
- электрические.

В настоящее время электрические исполнительные устройства являются наиболее распространенными и область их применения непрерывно расширяется.

Это обусловлено их преимуществами, к числу которых следует отнести:

- практически неограниченное расстояние передачи энергии и сигналов управления;
- простой принцип формирования и передачи сигналов;
- высокая точность регулирования величины и скорости перемещения;
- большой номенклатурой и диапазоном мощности электродвигателей, серийно выпускаемых промышленно.

Пневматические и гидравлические исполнительные устройства применяются в основном там, где наиболее существенными будут их достоинства, к числу которых необходимо отнести:

- работа во взрывоопасных и пожароопасных средах (для пневматических устройств)
- обеспечение больших усилий и жесткости фиксации в заданных положениях при наименьших габаритах (для гидравлических устройств).

Электрические исполнительные механизмы по принципу действия можно разделить на две группы:

- исполнительные механизмы постоянной скорости;
- регулируемые исполнительные механизмы.

3.1.1. Исполнительные механизмы постоянной скорости. В исполнительных механизмах постоянной скорости используются в основном трехфазные асинхронные электродвигатели, скорость вращения которых не регулируется. Величина угла поворота (перемещения) такого механизма определяется длительностью включения (двухпозиционное или трехпозиционное регулирование). Скорость вращения таких механизмов может регулироваться импульсным управлением, при котором величина средней скорости будет определяться коэффициентом заполнения импульсов.

Основными элементами исполнительных механизмов постоянной скорости являются:

- электродвигатель (в большинстве механизмов трехфазный асинхронный);
- понижающий редуктор;
- выходное устройство для механического сочленения с регулирующим органом (клапаном, вентилем, шибером, задвижкой, заслонкой и т.д.);
- дополнительные устройства, обеспечивающие остановку механизма в крайних положениях (концевые и путевые переключатели) и самоторможение механизма при отключении питания;
- устройства ручного привода на случай выхода из строя системы управления и для наладки;
- датчика положения механизма для обеспечения обратной связи по положению в системах автоматического регулирования, дистанционного указания и сигнализации положения механизма.

Выходные устройства электрических исполнительных механизмов выполняются так, чтобы осуществить вращательное или возвратно-поступательное прямолинейное движение. В свою очередь механизмы с вращающимися выходными устройствами подразделяются на однооборотные (угол поворота менее 360°) и многооборотные, у которых выходной вал совершает несколько оборотов.

В настоящее время промышленностью выпускаются:

Однооборотные исполнительные механизмы МЭК, МЭО, МЭОК, МЭОБ и другие.

Они обеспечивают:

- номинальный момент на выходном валу $M_{\text{НОМ}} = 0,25 \div 1000$ кгс·м;
- время одного оборота выходного вала $T_{\text{ОБ}} = 2,5 \div 360$ с;
- максимальный рабочий угол поворота выходного вала $\varphi_{\text{max}} = 90 \div 270$ градусов;
- потребляемая мощность $P_{\text{ПОТР}} = 1 \div 1100$ Вт;
- вид управления – контактное (реверсивные магнитные пускатели) или бесконтактное (трехпозиционные тиристорные усилители)
- масса механизма $m = 4,3 \div 530$ кг.

Многооборотные исполнительные механизмы типа МЭМ.

Эти механизмы оснащены муфтой предельного момента, отключающей электродвигатель при перегрузках; концевыми выключателями, ограничивающими и сигнализирующими положение выходного вала; датчиком положения выходного вала.

Основные механические характеристики механизмов типа МЭМ:

- номинальный момент $M_{НОМ} = 4 \div 10$ кгс·м;
- время одного оборота выходного вала $T_{ОБ} = 1 \div 16$ с;
- количество оборотов выходного вала $n = 10 \div 256$;
- потребляемая мощность $P_{ПОТР} = 120 \div 1700$ Вт;
- масса механизма $m = 31 \div 38$ кг.

Прямоходные исполнительные механизмы типа МЭП.

Они оснащены встраиваемыми дополнительными элементами: муфтой предельного момента, концевыми выключателями, датчиком положения и другими, аналогично механизмам МЭМ.

Основные технические характеристики механизмов типа МЭП:

- усилие на выходном штоке $F = 100 \div 630$ кгс;
- время полного хода штока $T = 16 \div 250$ с;
- ход штока $l = 25 \div 100$ мм;
- потребляемая мощность $P_{ПОТР} = 31 \div 120$ Вт;
- масса $m = 10 \div 12$ кг.

3.1.2. Регулируемые исполнительные механизмы. Регулируемые исполнительные механизмы строятся на основе использования двигателей постоянного тока и двухфазных асинхронных электродвигателей, скорость вращения которых регулируется путем изменения напряжения подаваемого на двигатель.

Промышленностью выпускается несколько серий двухфазных асинхронных двигателей:

- *серия ЭМ* малоинерционные с полым немагнитным ротором, номинальной мощностью $P_{НОМ} = 0,25...25$ Вт и частотой питания $f = 400$ Гц;
- *серия АДП* с полым немагнитным ротором, номинальной мощностью $P_{НОМ} = 2,5...60$ Вт с частотами питания $f = 50$ и 400 Гц;
- *серия ДИД* с полым немагнитным ротором, номинальной мощностью $P_{НОМ} = 0,1...10$ Вт, частотой питания $f = 400$ Гц. В серии ДИД имеются электродвигатели со встроенными асинхронными тахогенераторами.

По сравнению с двигателями постоянного тока двухфазные асинхронные электродвигатели обладают рядом достоинств:

- бесконтактные, не требуют особого ухода в процессе эксплуатации;
- имеют большой ресурс работы;
- обладают малым моментом инерции ротора;
- просто согласуются с усилителями мощности и источниками питания.

Однако наряду с перечисленными достоинствами этим двигателям присущи и существенные недостатки, ограничивающие их использование в регулируемых исполнительных механизмах.

К числу основных недостатков можно отнести:

- малая мощность $P \leq 60$ Вт;
- повышенная частота питания $f = 400$ Гц;
- большая удельная масса;
- нелинейность механических характеристик и как следствие математическая модель с переменными параметрами T_M и β ;
- сложность получения высокого качества регулирования в автоматических системах с такими двигателями;
- малая кратность пускового момента.

Наибольшее применение в качестве исполнительных устройств автоматических систем находят двигатели постоянного тока. В настоящее время промышленностью выпускаются сотни серий двигателей постоянного тока, как общепромышленного назначения, так и специальных, маломощных, малоинерционных и силовых.

– *серия 2П* предназначена для общепромышленного применения с системами современного регулируемого электропривода в качестве приводов главного движения и привода подачи различных станков. Двигатели рассчитаны на работу с тиристорными преобразователями. Охватывают диапазон мощностей от 0,37 до 200 кВт.

В данной серии выпускаются двигатели и со встроенными тахогенераторами. Возбуждение электромагнитное независимое, имеют компенсационную обмотку, обеспечивающую большие перегрузки ($\gamma_M = 4$ при $t \leq 10$ с) и широкий диапазон регулирования частоты вращения.

– *серия МИ* – двигатели общепромышленного применения с независимым возбуждением. Охватывают диапазон мощностей от 100 Вт до 7 кВт. Предназначены для приводов станков. Имеются со встроенным тахогенератором. Допускают четырехкратную перегрузку по моменту.

– *серия ПБС* – двигатели общепромышленного применения с независимым электромагнитным возбуждением. Диапазон мощностей от 70 Вт до 17 кВт. Допускают четырехкратную перегрузку по моменту.

– *серия ПБВ* – высокомоментные двигатели общепромышленного применения с возбуждением от постоянных магнитов. Охватывает диапазон мощностей от 0,75 до 5,5 кВт. Двигатели допускают 16-кратную перегрузку по току при заторможенном якоре в течение 1 с, а при номинальном напряжении в течение 1 минуты допускают 2-кратную перегрузку.

– *серия МИГ* – высокомоментные двигатели с гладким якорем и возбуждением от постоянных магнитов. Якорь безпазовый, на который наклеена и закреплена бандажами обмотка. Выпускаются на мощности от 10 до 600 Вт. Допускают 10-кратную перегрузку по моменту.

– *серия СЛ* – двигатели постоянного тока малой мощности с электромагнитным возбуждением охватывают диапазон мощностей от 7 до 250 Вт. Имеют малую перегрузочную способность ($\gamma_M = 2$).

– *серия ДПМ* – маломощные двигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов с пазовым якорем. Выпускаются на мощности от 0,5 до 50 Вт. Допускают значительную перегрузку по моменту $\gamma_M = 4 \div 10$. В серии имеются двигатели с таходатчиками и электронными регуляторами частоты вращения.

– *серия ДПР* – маломощные двигатели постоянного тока с цилиндрическим проволочным полым ротором и возбуждением от постоянных магнитов. Проволочный ротор склеен в виде стакана и обладает малым моментом инерции. В серии имеются двигатели с таходатчиками (ТИ, ТС) и электронным регулятором частоты вращения РС, выполненным в виде отдельного блока спаренного с двигателем. Диапазон мощностей от 0,25 до 25 Вт. Перегрузочная способность $\gamma_M = 4 \div 10$.

В последнее время разработаны и выпускаются небольшими партиями малоинерционные двигатели с печатным якорем и возбуждением от постоянных магнитов. Наиболее распространенными из них являются электродвигатели с дисковым печатным якорем серий ПЯ, ДПЯ, ДПУ и с полым цилиндрическим немагнитным якорем серий ДПЦЯ, ДСПЯ, ДМПЯ.

Диапазон мощностей таких двигателей от 25 Вт до 3 кВт. Эти двигатели обладают малым моментом инерции и допускают значительные перегрузки по моменту ($\gamma_M \approx 8$), что позволяет на их основе создавать быстродействующие высокоточные системы автоматического регулирования и следящие системы.

3.1.3. Выбор исполнительных элементов. Наиболее просто осуществить выбор исполнительных устройств для промышленных систем регулирования. В промышленных объектах регулирование осуществляется изменением подачи энергии, топлива, сырья путем перемещения различных регулирующих органов: клапанов, вентилях, задвижек, заслонок, шиберов и др. Особенностью таких устройств является их малая инерционность. Они создают в основном статическую нагрузку.

В качестве исполнительных элементов в промышленных системах регулирования используются серийно выпускаемые промышленностью исполнительные механизмы постоянной скорости. Выбор такого исполнительного механизма осуществляется путем сравнения требуемого закона перемещения регулирующего органа с паспортными данными механизма:

- вид движения: поступательное или вращательное;
- величина перемещения или угол поворота МЭО, МЭМ;
- развиваемое усилие, момент;
- скорость перемещения;
- конструктивные параметры и монтажные размеры, возможность компоновки на объекте;

- стоимость;
- дефицитность, возможность приобретения;

и другие требования, определяемые техническим заданием.

Значительно сложнее выбрать исполнительный двигатель для следящих систем.

Из всего многообразия выпускаемых промышленностью двигателей требуется выбрать такой, который наиболее полно удовлетворял бы требованиям технического задания. Эта задача решается в несколько этапов.

На первом этапе определяется тип двигателя (двухфазный асинхронный или постоянного тока) анализируя требования к системе и условия ее работы. Двухфазные асинхронные двигатели применяются в основном в маломощных, приборных следящих системах, когда не предъявляются жесткие требования к качеству регулирования.

В большинстве автоматических систем используются двигатели постоянного тока.

На втором этапе выбирается серия. При этом руководствуются требуемой мощностью, перегрузочной способностью, инерционностью, динамическими характеристиками, наличием встроенных элементов (тахогенератор, датчик угла поворота и др.), стоимостью, дефицитом приобретения и др.

На третьем этапе определяется типоразмер, т.е. конкретный двигатель. Эта задача, как и вся задача выбора исполнительного двигателя, не имеет однозначного решения. Она решается методом последовательного приближения. При этом одновременно выбирается и редуктор, обеспечивающий согласование скоростей вращения двигателя и нагрузки.

При выборе двигателя желательно выбрать двигатель наименьшей мощности, который бы обеспечил требуемый закон движения нагрузки (скорости, ускорения).

При завышенной мощности двигателя возрастают массогабаритные показатели, требуется более мощный усилитель, снижается КПД системы. Выбор же двигателя заниженной мощности приведет к его перегрузке и выходу из строя.

Для определения требуемой мощности электродвигателя производится энергетический анализ объекта, в процессе которого определяются:

- закон движения объекта, скорости и ускорения движения;
- характер изменения и величина статического, динамического и суммарного момента нагрузки, а так же мощности, потребляемой объектом регулирования;
- строится, если это возможно, диаграмма нагрузка $\Omega(t) = f(M_H(t))$ и вычисляется значение мощности, потребляемой объектом;
- производится предварительный выбор исполнительного электродвигателя и передаточного числа редуктора;
- производится проверка правильности выбора двигателя и редуктора по величине развиваемого момента и скорости;

Из всего многообразия законов движения можно выделить несколько их видов, которые с позиции анализа энергетических характеристик можно рассматривать как типовые.

Движение с постоянной скоростью. $\Omega_H(t) = \text{const}$. Движение с постоянной скоростью характерно для следящих систем лентопротяжных механизмов, следящих систем оси часового ведения оптических телескопов, электроприводов главного движения и приводов подач различных обрабатывающих станков и др.

Особенностью этого закона движения является отсутствие динамического момента сопротивления.

Движение в режиме согласования. В этом режиме движение объекта включает в себя период разгона, период движения с постоянной скоростью и период торможения. Графики изменения угла поворота $\varphi_H(t)$ скорости $\Omega_H(t)$ и ускорения $a_H(t)$ приведены на рис. 3.1.

Режим является типовым для позиционных следящих систем. При движении в режиме согласования нагрузка помимо статического момента $M_H(t)$ создает и динамический момент $M_{дин}(t) = J_H(t) \cdot a_H(t)$, пропорциональный ускорению и изменяющий знак при разгоне и торможении.

Гармонический закон движения является типовым для корабельных и бортовых систем стабилизации установленных на подвижных объектах, систем управления антеннами радиолокаторов секторного обзора и др.

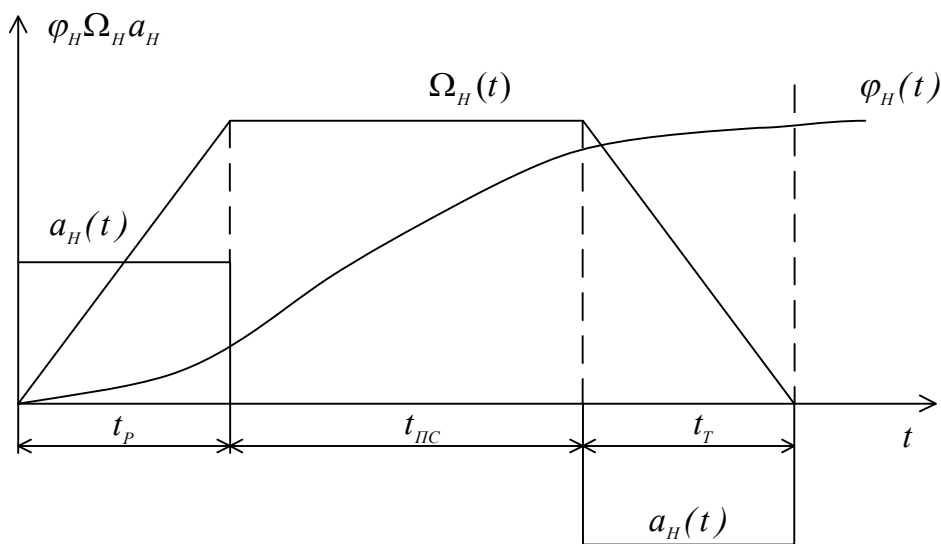


Рис. 3.1

Угловое положение нагрузки

$$\varphi_H(t) = \varphi_0 + \varphi_{\max} \cdot \sin \omega_K t. \quad (3.1)$$

Здесь φ_0 – начальное положение, относительно которого нагрузка совершает колебательное движение с амплитудой φ_{\max} и частотой ω_K .

Скорость движения нагрузки

$$\Omega_H(t) = \frac{d\varphi_H(t)}{dt} = \varphi_{\max} \omega_K \cdot \cos \omega_K t = \Omega_{\max} \cdot \cos \omega_K t, \quad (3.2)$$

и ускорение

$$a_H(t) = \frac{d\Omega_H(t)}{dt} = -\varphi_{\max} \cdot \omega_K^2 \cdot \sin \omega_K t = -a_{\max} \cdot \sin \omega_K t. \quad (3.3)$$

В этих выражениях амплитуды скорости и ускорения определяются выражениями:

$$\Omega_{\max} = \varphi_{\max} \cdot \omega_K; \quad a_{\max} = \varphi_{\max} \cdot \omega_K^2. \quad (3.4)$$

При одинаковых по величине максимальных скоростях и ускорениях для исполнительного двигателя гармонический закон является наиболее тяжелым. Поэтому в тех случаях, когда точный закон движения нагрузки неизвестен, а известны лишь максимальная скорость $\Omega_{H\max}$ и ускорение $a_{H\max}$ расчет обычно ведут на эквивалентный гармонический сигнал, параметры которого вычисляют по выражениям (3.4)

$$\omega_K = \frac{a_{H\max}}{\Omega_{H\max}}; \quad \varphi_{H\max} = \frac{\Omega_{H\max}}{\omega_K} = \frac{\Omega_{H\max}^2}{a_{H\max}}. \quad (3.5)$$

3.1.4. Выбор исполнительного двигателя и редуктора для следящих систем. Наиболее просто рассчитать требуемую мощность двигателя и выбрать передаточное число редуктора для систем стабилизации скорости $\Omega_{H\max} = const$. Зная величину $M_H(t)$, или его максимальную величину $M_{H\max}$, рассчитываем мощность нагрузки:

$$P_H(t) = \Omega_H \cdot M_H(t), \quad (3.6)$$

в соответствии с которой выбираем двигатель. Передаточное число редуктора выбирается из условия обеспечения максимальной скорости нагрузки

$$i_{ред} \leq \frac{\omega_{ДВ.НОМ}}{\Omega_{H\max}}. \quad (3.7)$$

При расчете следящих систем обычно точный закон движения нагрузки не известен. Не известны и точные значения энергетических характеристик объекта $M_H(t)$, $J_H(t)$. Сложность выбора двигателя и передаточного числа редуктора обусловлена также тем, что требуемая мощность двигателя определяется не только объектом регулирования, но и моментом инерции ротора двигателя и вращающихся частей редуктора. Поэтому выбор двигателя обычно осуществляют из условия обеспечения максимальных параметров нагрузки.

Исходными данными являются: $M_{H\max}$, $J_{H\max}$, $a_{H\max}$, $\Omega_{H\max}$.
Момент требуемый от двигателя:

$$M_{TP\max} = \frac{M_{H\max}}{i_{RED}} + (J_{ДВ} + J_{RED} + \frac{J_{H\max}}{i_{RED}^2}) \cdot a_{H\max} \cdot i_{RED}. \quad (3.8)$$

Требуемый момент существенно зависит от передаточного числа редуктора i_{RED} . При некотором i_{RED} величина требуемого момента будет минимальной. Определим его. Взяв первую производную от $M_{TP\max}$ на i_{RED} и приравняв ее нулю, найдем это оптимальное i_{RED} .

$$i_0 = \sqrt{\frac{M_{H\max} + J_{H\max} \cdot a_{H\max}}{(J_{ДВ} + J_{RED}) \cdot a_{H\max}}}, \quad (3.9)$$

Вычислить величину i_0 на этом этапе не можем, так как не известны $J_{ДВ}$ и J_{RED} . Требуемая мощность двигателя определяется произведением момента $M_{TP\max}$ на скорость Ω_{\max} , приведенную к валу двигателя:

$$P_{TP\max} = M_{TP\max} \cdot \Omega_{H\max} \cdot i_{RED} = (M_{H\max} + J_{H\max} \cdot a_{H\max}) \cdot \Omega_{H\max} + (J_{ДВ} + J_{RED}) \cdot a_{H\max} \cdot \Omega_{H\max} \cdot i_{RED}^2. \quad (3.10)$$

Подставив в (3.10) выражение i_0 (3.9) получим:

$$P_{TP\max} = 2(M_{H\max} + J_{H\max} \cdot a_{H\max}) \cdot \Omega_{H\max} = 2P_{H\max}. \quad (3.11)$$

Полученное выражение позволяет ориентировочно определить требуемую мощность двигателя и произвести его выбор в такой последовательности
1. Вычисляется максимальная мощность нагрузки

$$P_{H\max} = (M_{H\max} + J_{H\max} \cdot a_{H\max}) \cdot \Omega_{H\max}. \quad (3.12)$$

2. Выбирается двигатель из условия

$$P_{Hmax} \leq P_{ДВ.НОМ} < 2P_{Hmax} . \quad (3.13)$$

Мощность двигателя выбирается меньше $2P_{Hmax}$, так как эта мощность завышенная (a_{Hmax} и Ω_{Hmax} одновременно не существуют).

3. Определяется максимально допустимое передаточное число редуктора

$$i_{РЕД} \leq \frac{\omega_{ДВ.НОМ}}{\Omega_{Hmax}} . \quad (3.14)$$

4. Вычисляется оптимальное по моменту передаточное число редуктора, по выражению

$$i_0 = \sqrt{\frac{M_{Hmax} + J_{Hmax} \cdot a_{Hmax}}{(J_{ДВ} + J_{РЕД}) \cdot a_{Hmax}}} . \quad (3.15)$$

При этом задаются величиной $J_{РЕД} = (0,2...0,5)J_{ДВ}$. Меньшие значения берут для двигателей общепромышленного назначения с тяжелым ферромагнитным ротором, большие для малоинерционных двигателей с печатным якорем.

Если к следящей системе предъявляются требования максимального быстродействия, то для вычисления $i_{РЕД}$ следует воспользоваться выражением [2]

$$i = \frac{M_{Hmax}}{M_{ДВ.НОМ}} + \sqrt{\left(\frac{M_{Hmax}}{M_{ДВ.НОМ}}\right)^2 + \frac{J_{Hmax}}{J_{ДВ} + J_{РЕД}}} , \quad (3.16)$$

которое обеспечивает максимальное ускорение при номинальном моменте двигателя. Следует отметить, что при выборе передаточного числа редуктора с позиций оптимизации по критерию максимума ускорения или минимума требуемого момента оно не должно превышать значения, полученного из условия согласования скоростей двигателя и нагрузки (3.14).

5. Вычисляется максимальный требуемый момент

$$M_{ТРmax} = \frac{M_{Hmax} + J_{Hmax} \cdot a_{Hmax}}{i_{РЕД}} + (J_{ДВ} + J_{РЕД}) \cdot a_{Hmax} \cdot i_{РЕД} . \quad (3.17)$$

6. Проверяется перегрузочная способность двигателя по моменту

$$M_{ДВ.НОМ} < M_{ТРmax} < M_{ДВ.max} . \quad (3.18)$$

При невыполнении условий (3.18) выбор двигателя следует уточнить. Так при $M_{ТРmax} < M_{дв.ном}$ двигатель даже в самом тяжелом случае будет недогруженным, а, следовательно, можно выбрать двигатель меньшей мощности. При $M_{ТРmax} > M_{двmax}$ двигатель будет перегружаться по моменту. При этом ток двигателя будет превышать допустимую величину, двигатель будет перегреваться. В этом случае следует выбрать двигатель большей мощности и для его провести проверку правильности выбора.

3.1.5. Методы проверки электродвигателей на нагрев. При выборе двигателя желательно выбрать такой двигатель, который будет использоваться полностью и при этом не будет перегреваться.

Нагрев двигателя определяется потерями в нем. Если потери не превышают допустимых, то двигатель будет работать не перегреваясь. Из-за тепловой инерции, постоянная времени которой для двигателей средней мощности составляет от десятков до сотен минут, температура двигателя будет определяться не мгновенным, а средним значением потерь за цикл работы.

Одним из методов проверки двигателей на нагрев является *метод средних потерь*.

Сущность метода заключается в том, что нагрев двигателя при неизменной теплоотдаче определяется средними потерями за цикл работы

$$\Delta P_{CP} = \sum_{i=1}^m \frac{\Delta P_i \cdot t_i}{t_{ц}}, \quad (3.19)$$

где ΔP_i – мощность потерь на i – интервале,

t_i – длительность i – го интервала,

$t_{ц}$ – время цикла,

m – число интервалов в цикле.

Вычисленные средние потери за цикл сопоставляются с номинальными, и если $\Delta P_{CP} \leq \Delta P_{ном}$, то двигатель перегреваться не будет.

Действительное максимальное превышение температуры в отдельных точках двигателя будет отличаться от среднего значения, но при $t_{ц} \ll T_T$ и $t > 4T_T$ [13] это отличие будет незначительным.

Рассчитать средние потери в двигателе не всегда возможно, так как для их расчета необходимо знать зависимость КПД двигателя в функции нагрузки при различных угловых скоростях вращения.

Если известен закон изменения тока двигателя, то для проверки выбранного двигателя на нагрев можно воспользоваться **методом эквивалентного тока**. Эквивалентный ток – это неизменный по величине ток, который вызывает в двигателе те же потери что и фактически протекающий в нем ток.

Для двигателей постоянного тока средняя мощность потерь при нагрузке эквивалентным током $I_{\text{ЭКВ}}$ равна:

$$\Delta P_{\text{CP}} = \Delta P_{\text{ПОСТ}} + I_{\text{ЭКВ}}^2 R_{\text{Я}}, \quad (3.20)$$

где $\Delta P_{\text{ПОСТ}}$ – мощность постоянных потерь, не зависящая от нагрузки (на возбуждение, трение в подшипниках и др.)

$I_{\text{ЭКВ}}^2 R_{\text{Я}}$ – переменные потери, зависящие от нагрузки.

Двигатель не будет перегреваться, если переменные потери не превысят допустимую величину, определяемую номинальным током якоря:

$$I_{\text{ЭКВ}}^2 R_{\text{Я}} \leq I_{\text{НОМ}}^2 R_{\text{Я}} \quad (3.21)$$

Эквивалентный ток определяется выражением:

$$I_{\text{ЭКВ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{Я}}^2(t) dt}, \quad (3.22)$$

или при ступенчатом изменении тока как показано на рис. 3.2.

$$I_{\text{ЭКВ}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (3.23)$$

Вычисленные значения эквивалентного тока сопоставляются с номинальным током двигателя. При $I_{\text{ЭКВ}} \leq I_{\text{НОМ}}$ двигатель перегреваться не будет.

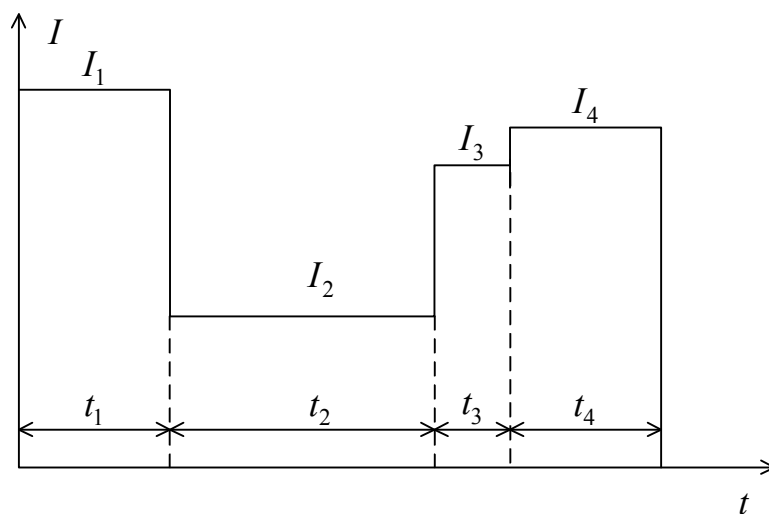


Рис. 3.2

При неизменном магнитном потоке $\Phi = const$, когда момент двигателя пропорционален току якоря $M_{дв} = C_M I_{я}$, для проверки двигателя на нагрев можно воспользоваться **методом эквивалентного момента**:

$$M_{эКВ} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T M^2(t) dt}, \quad (3.24)$$

или при ступенчатом изменении момента (аналогично рис. 3.2).

$$M_{эКВ} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (3.25)$$

Вычисленный эквивалентный момент сравнивается с номинальным моментом двигателя. При $M_{эКВ} \leq M_{НОМ}$ двигатель перегреваться не будет.

Следует отметить, что методом эквивалентного момента нельзя пользоваться при анализе двигателей с последовательным и смешанным возбуждением, у которых магнитный поток не остается постоянным и зависит от нагрузки.

Когда нагрузочная диаграмма электропривода и механизма задана графиком мощности, развиваемой двигателем, проверка нагрева двигателя может быть проверена **методом эквивалентной мощности**, но только в том случае, когда между мощностью и током якоря существует прямая пропорциональность, т.е. при $\Delta P_{\text{ПОСТ}} = const, R_{я} = const, \Phi = const, \omega = const$, т.е. в системах стабилизации скорости.

Эквивалентная мощность рассчитывается по выражениям, аналогичным эквивалентному току и эквивалентному моменту:

$$P_{эКВ} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P^2(t) dt}, \quad (3.26)$$

или при ступенчатом графике изменения мощности

$$P_{эКВ} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (3.27)$$

Двигатель не будет перегреваться, если эквивалентная мощность не превышает номинальную: $P_{эКВ} \leq P_{НОМ}$.

Методы проверки двигателя на нагрев помимо оценки температуры двигателя позволяют так же оценить и степень его использования. Чем ближе

будет эквивалентная величина к номинальной, тем полнее используется двигатель (по нагреву).

$$K_{исп} = \frac{I_{ЭКВ}}{I_{НОМ}}; \quad K_{исп} = \frac{M_{ЭКВ}}{M_{НОМ}}; \quad K_{исп} = \frac{P_{ЭКВ}}{P_{НОМ}}. \quad (3.28)$$

3.2. Усилители мощности

Назначение – усилить сигнал управления по мощности до величины, достаточной для управления исполнительным двигателем или механизмом.

Усилители мощности являются силовыми элементами, поэтому при их выборе существенными является требования экономичности и КПД.

Для управления исполнительными механизмами постоянной скорости используются в большинстве случаев реверсивные пускатели контактные (ПМРТ для механизма МЭОК21) или тиристорные трехпозиционные бесконтактные (У21, У22 для механизма МЭОБ21).

Для управления регулируемыми механизмами и двигателями используются различные усилители с плавным регулированием выходного напряжения.

Широко использовавшиеся ранее, на заре автоматизации, электронные усилители и системы генератор-двигатель (ГД) в настоящее время не применяются из-за наличия скользящего электрического контакта и большой установочной мощности электрических машин, превышающей утроенную мощность нагрузки.

В настоящее время в качестве усилителей мощности наибольшее применение находят тиристорные и транзисторные ключевые усилители, реализующие импульсный способ управления двигателем. При этом на двигатель подается последовательность импульсов постоянной амплитуды, обычно равной максимальному напряжению двигателя, длительность которых регулируется сигналом управления. Если период следования импульсов T_0 мал, по сравнению с электромагнитной постоянной времени якорной цепи $T_я$ и электромеханической постоянной времени $T_м$, то, несмотря на участки разгона, определяемые длительностью импульса $\tau_и$ и участки торможения, определяемые длительностью паузы $T_0 - \tau_и$, средняя скорость вращения двигателя

будет определяться коэффициентом заполнения $K_з = \frac{\tau_и}{T_0}$. Изменение коэффициента заполнения в пределах $0 < K_з < 1$ позволяет регулировать скорость двигателя от нуля до максимального значения.

Высокий КПД ключевых усилителей мощности достигается при этом за счет того, что силовые ключи (тиристоры и транзисторы в ключевом режиме работы) имеют только два состояния – насыщения и отсечки.

В режиме насыщения ток ключа максимален, а падение напряжения на них мало. В режиме отсечки наоборот, напряжение на ключе равно напряжению источника питания, а ток мал. Он определяется током утечки закрытого ключа. В результате тепловые потери на силовых ключах оказываются небольшими, и КПД ключевых усилителей мощности достигает $90 \div 95\%$.

При выборе усилителя мощности разработчику необходимо руководствоваться как требованиями, определяемыми параметрами конкретного двигателя, так и общими требованиями, предъявляемыми к усилителям мощности. К числу основных требований, предъявляемых к усилителям мощности, следует отнести:

- максимальное выходное напряжение и диапазон его регулирования;
- максимальный выходной ток;
- ограничение максимального выходного тока (токовая отсечка) для защиты двигателя от перегрузок по току;
- частота (период) коммутации силовой цепи;
- максимальное входное напряжение;
- вид модуляции;
- реверс двигателя при изменении знака управляющего сигнала;
- торможение двигателя при отсутствии управляющего сигнала $U_{\gamma} = 0$.

Помимо этих основных требований к усилителям мощности может предъявляться и ряд других, общих требований, таких как:

- экономичность, высокий КПД, минимальные потери;
- рекуперация энергии, т.е. обратная отдача энергии в источник питания при переходе двигателя в генераторный режим работы;
- гальваническое разделение цепи управления и силовой цепи;
- неразрывность якорной цепи двигателя во всех режимах работы;
- минимальная инерционность;
- минимальные весогабаритные показатели;
- минимальная стоимость;
- простота обслуживания и наладки в процессе эксплуатации.

Может предъявляться и ряд других требований, указанных в техническом задании на разработку проектируемой системы.

Сравнительная характеристика тиристорных и транзисторных усилителей мощности. Тиристорные усилители мощности являются управляемыми выпрямителями, выходное напряжение которых регулируется изменением угла включения силовых тиристоров.

К основным достоинствам тиристорных усилителей мощности можно отнести:

- большие выходные напряжения и токи. $U_{\text{ВЫХ}} \approx 2000 \text{ В}$, $I_{\text{ВЫХ}} \approx 500 \text{ А}$;
- высокий КПД $\eta \approx 90 \div 95\%$;

- питание от промышленной сети;
- серийно выпускаются промышленностью комплектные электроприводы, состоящие из электродвигателя постоянного тока и реверсивного тиристорного преобразования для его управления.

Наряду с достоинствами тиристорным усилителям мощности присущи и существенные недостатки, к которым следует отнести:

- инерционность, обусловленная двумя факторами: низкой частотой коммутации силовой цепи, которая составляет от 50 Гц до 300 Гц при питании от промышленной сети и наличие уравнивающих реакторов (дресселей) в выходной цепи усилителя или введение задержки включения комплекта вентиляей.

Так как после включения тиристор выключается изменением полярности анодного напряжения (уменьшением тока до величины $I_{откл}$), то тиристор у присуще явление чистого запаздывания.

В зависимости от схемы и числа фаз тиристорного преобразователя частота коммутации силовой цепи будет составлять от 50 Гц для однофазной однополупериодной (однопульсной) схемы до 300 Гц для трехфазной двухполупериодной (шестипульсной) схемы. В динамике тиристорный преобразователь описывается передаточной функцией звена чистого запаздывания $K(p) = ke^{-\tau \cdot p}$, у которого величина чистого запаздывания носит случайный характер и достигает величины периода коммутации силовой цепи $0 < \tau < T_{ком}$.

Так как при расчете автоматических систем пользоваться передаточными функциями с чистым запаздыванием неудобно, то при описании тиристорных усилителей их принято описывать передаточными функциями инерционного звена:

$$K_v(p) = \frac{k_v}{1 + T_v p}.$$

Постоянную времени усилителя рекомендуют принимать равной $T_v = 7...10$ мс [15].

Реверсивные тиристорные преобразователи, обеспечивающие рекуперацию энергии, содержат две группы вентиляей, одна из которых работает в выпрямительном, а другая – в инверторном режиме. Схема реверсивного усилителя с двумя комплектами вентиляей приведена на рис. 3.3, где $K1$ – выпрямительный комплект, $K2$ – инверторный комплект, $L1, L2$ – уравнивающие реакторы.

Переход вентиляей из одного режима работы в другой и реверс двигателя осуществляется соответствующим управлением группами, включенными так, чтобы направления протекания тока через них были противоположными.

При согласованном управлении тиристорными группами управляющие импульсы подаются одновременно на оба комплекта тиристоров так, чтобы

обеспечить равенство средних выпрямленных значений напряжений обеих групп. Однако мгновенные значения напряжений выпрямительной и инверторной групп не совпадают, что приводит к появлению уравнивающего тока. Для ограничения уравнивающего тока используются уравнивательные реакторы $L1$, $L2$, включенные в якорную цепь двигателя, что увеличивает индуктивность якорной цепи и как следствие – увеличивает постоянную времени $T_{я}$ двигателя.

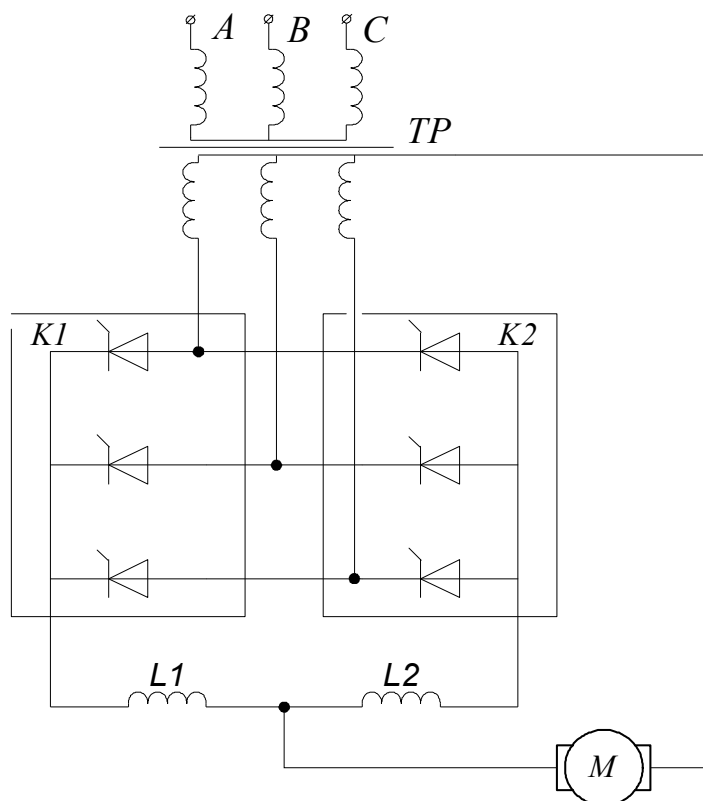


Рис. 3.3

При *раздельном управлении* в каждый момент времени работает только один комплект тиристоров. Второй комплект подготовлен к работе, но импульсы управления на него не подаются. При изменении знака сигнала управления комплекты меняются местами. Переход тока с одного комплекта на другой сопровождается безтоковой паузой. При этом вместо уравнивательных реакторов могут устанавливаться датчики тока, по нулевому значению которых может переключаться управление комплектами тиристоров. Это обуславливает задержки времени при управлении и усложнение схемы управления.

Одним из вариантов раздельного способа управления вентильными группами является использование задержки отпирания тиристоров неработающей группы на фиксированное время $t = 0,8 \cdot T_{я}$, не зависящее от тока якоря, перед моментом реверсирования двигателя [2]. Такое решение позволяет упростить привод за счет исключения датчиков тока и сопутствующих

элементов логики блока переключения управляющих импульсов с одной группы на другую.

К недостаткам тиристорных усилителей следует также отнести сложность схем формирования управляющих импульсов (СИФУ) и их распределения на группы тиристоров.

Транзисторные ключевые усилители мощности, как и тиристорные, осуществляют импульсное управление исполнительным двигателем, но в отличие от тиристорных, частота коммутации силовой цепи у которых не превышает 300 Гц, современные силовые транзисторы позволяют реализовать частоту коммутации $5 \div 10$ кГц. При этом нет необходимости включать дополнительные индуктивности в якорную цепь двигателя для сглаживания тока якоря. Высокая частота коммутации и отсутствие дополнительных индуктивностей позволяют в динамике считать транзисторные ключевые усилители мощности безинерционным звеном. При питании от источника постоянного напряжения их статические характеристики линейны.

К недостаткам транзисторных усилителей можно отнести низкое выходное напряжение $U_{ВЫХ} \approx 100 \dots 150$ В и небольшие выходные токи $I_{ВЫХ} \approx 50 \dots 100$ А. Для питания транзисторных усилителей требуется источник постоянного напряжения или выпрямитель со сглаживающим фильтром.

В транзисторных ключевых усилителях мощности широко используется мостовая схема выходного каскада с четырьмя ключами, изображенная на рис. 3.4. Управление силовыми транзисторами осуществляется схемой формирования управляющих импульсов и гальванической развязки, обеспечивающей гальваническое разделение силовой цепи и цепи управления.

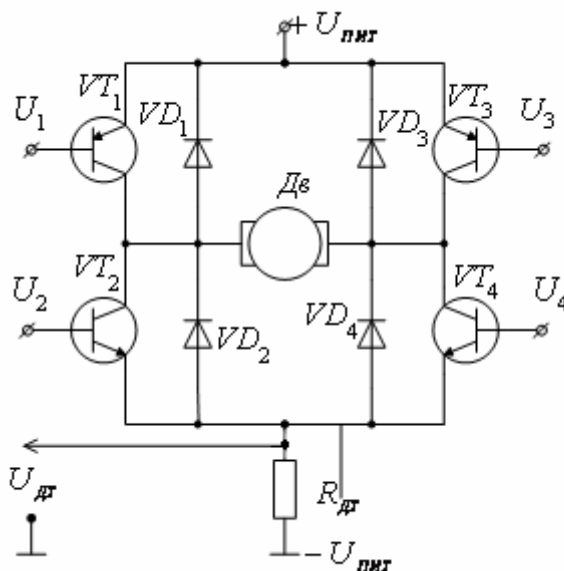


Рис. 3.4

Возможны два режима управления силовыми ключами: несимметричный (однополярный) и симметричный (двухполярный). При несимметричном

режиме на двигатель подается последовательность импульсов одной полярности, которая определяется знаком сигнала управления. При изменении знака полярность импульсов изменяется на обратную.

При симметричном режиме на двигатель подаются знакопеременные импульсы, и двигатель работает все время в режиме противовключения. При этом двигатель будет неподвижен при коэффициенте заполнения импульсов

$$K_3 = \frac{\tau_H}{T_0} = 0,5, \text{ когда длительность положительного импульса будет равна}$$

длительности отрицательного.

При однополярном (несимметричном) управлении исходный режим мостовой схемы делают таким, что при отсутствии управляющего сигнала транзисторы VT_2 и VT_4 открыты, а транзисторы VT_1 и VT_3 закрыты. В результате якорь двигателя оказывается замкнутым через транзисторы VT_2 и VT_4 . Этим гарантируется режим динамического торможения двигателя, как при нулевом входном сигнале, так и в период пауз между импульсами.

Сигнал управления неизменного знака осуществляет противофазное управление транзисторами одной стойки моста (например, VT_1 и VT_2 при положительном сигнале). Транзисторы VT_3 и VT_4 при этом не управляются. Транзистор VT_3 остается закрытым, а VT_4 – открытым.

Импульсом управления открывается транзистор VT_1 и закрывается VT_2 и двигатель оказывается подключенным к источнику питания через транзисторы VT_1 и VT_4 (+ источника слева). Во время паузы закрывается VT_1 и открывается VT_2 и двигатель включается в режим динамического торможения.

При смене знака управляющего сигнала стойки моста меняются местами. Сигналом знака открывается транзистор VT_2 и закрывается, VT_1 а импульсами управления в противофазе коммутируются транзисторы VT_3 и VT_4 . При этом на время импульса открывается транзистор VT_3 , закрывается VT_4 и двигатель оказывается подключенным к источнику питания через VT_3 и VT_2 (+ источника справа). Во время паузы закрывается VT_3 и открывается VT_4 и двигатель включается в режим динамического торможения.

При двухполярном (симметричном) управлении одновременно в противофазе коммутируются транзисторы обеих стоек моста. При этом импульсом управления одновременно открываются транзисторы VT_1 и VT_4 и закрываются транзисторы VT_2 и VT_3 , а во время паузы открываются VT_2 и VT_3 и закрываются VT_1 и VT_4 .

На практике преимущественное распространение получил однополярный режим из-за вдвое меньших пульсаций тока якоря и, следовательно, вчетверо меньших дополнительных потерь мощности в якоре. Кроме того, в этом режиме якорь двигателя не потребляет энергии при отсутствии управляющего сигнала. Он включен в режим динамического торможения.

Функциональная схема ШИМ модулятора изображена на рис. 3.5.

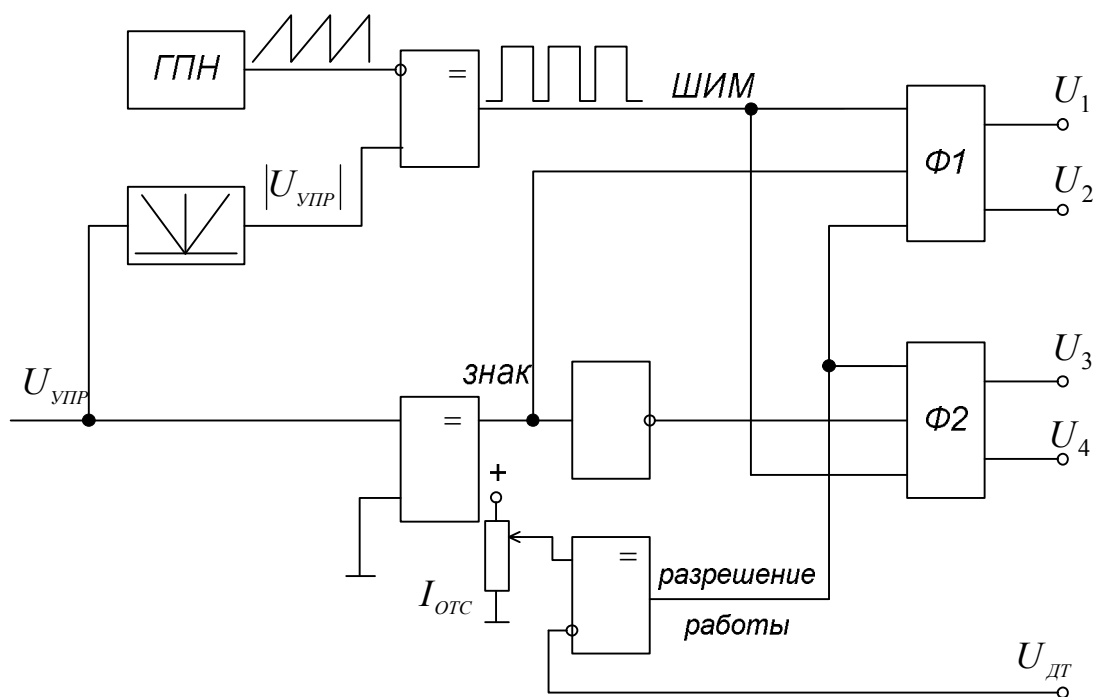


Рис. 3.5

Он состоит из собственно формирователя ШИМ сигнала содержащего генератор пилообразного напряжения (ГПН), блок выделения модуля сигнала управления и компаратор, на выходе которого формируются импульсы, длительность которых пропорциональна величине сигнала управления $U_{упр}$. Схема управления знаком (направлением вращения двигателя) содержит компаратор с инвертором, которые в зависимости от знака $U_{упр}$, открывают схемы формирования сигналов управления $\Phi 1$ или $\Phi 2$, реализуя несимметричную ШИМ. Схема защиты двигателя по току реализуется на компараторе, сравнивающим сигнал датчика тока $U_{дт}$ с установленным порогом токовой отсечки $I_{отс}$. При токе двигателя, превышающем установленный порог сигналом «разрешение работы», закрываются обе схемы формирования сигналов управления $\Phi 1$ и $\Phi 2$ и двигатель переключается в режим динамического торможения.

3.3. Датчики

3.3.1. Датчики системы ГСП. Датчики являются одним из основных функциональных элементов автоматических систем. Они осуществляют измерение регулируемых физических величин и технологических переменных с преобразованием их в сигнал, удобный для дальнейшего использования в автоматических системах. С помощью датчиков замыкается главная обратная связь в автоматических системах.

Большинство аналоговых датчиков, применяемых в промышленных системах, для регулирования различных физических величин, таких как давле-

ние, уровень, плотность, температура, перепад давлений и ряд других строятся по блочному принципу. Они состоят из первичного, измерительного преобразователя, преобразующего измеряемую величину в усилие и вторичного, нормирующего преобразователя, преобразующего усилие в нормированный токовый сигнал $0 \dots 5$ мА или $0 \dots 20$ мА. (рис. 3.6).

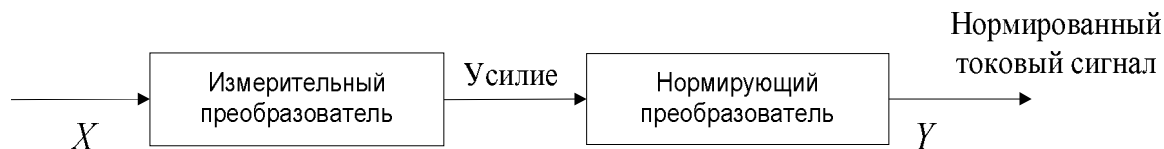


Рис. 3.6

Нормирующие преобразователи работают по принципу силовой компенсации. Промышленностью выпускается несколько типов нормирующих преобразователей:

ПП1 – с пневматическим выходным сигналом $0,2 \dots 1$ кгс/см²;

ПЭ1 – электрический с линейной зависимостью выходного тока $0 \dots 5$ мА или $0 \dots 20$ мА от измеряемого усилия;

ПЭР1 – электрический с квадратичной зависимостью выходного тока от измеряемого усилия для дифманометров–расходомеров.

Принцип действия нормирующего преобразователя ПЭ1 с линейной зависимостью выходного тока от измеряемого усилия изображен на рис. 3.7.

Преобразователь состоит из механической рычажной системы: первичного рычага 1, к которому прикладывается измеряемое усилие F , промежуточного рычага 2 и рычага обратной связи 3, устройства силовой компенсации 4,5, представляющего магнит, в поле которого помещена катушка 5; датчика рассогласования 6, усилителя 7 и корректора нуля 8.

В исходном состоянии при отсутствии усилия ($F = 0$) система находится в покое, и сигнал на выходе индикатора рассогласования, а следовательно и на выходе усилителя, равен нулю. При приложении усилия F смещается рычажная система и плунжер индикатора рассогласования. Появляется напряжение рассогласования, которое усиливается усилителем 7 и при замкнутой выходной цепи усилителя в ней протекает ток, создающий в устройстве силовой компенсации усилие, уравнивающее смещение рычажной системы, т.е. создающий силовую компенсацию приложенного усилия F . В преобразователе ПЭ1 величина выходного тока пропорциональна приложенному усилию. Для дифференциальных манометров – расходомеров выпускаются преобразователи ПЭР1 с квадратичной зависимостью выходного тока от усилия, что позволяет получить линейную зависимость выходного тока от величины расхода, линеаризуя характеристику первичного измерительного преобразователя. Для получения квадратичной зависимости в преобразователях ПЭР1 в устройстве силовой компенсации вместо магнита используется электромагнит.

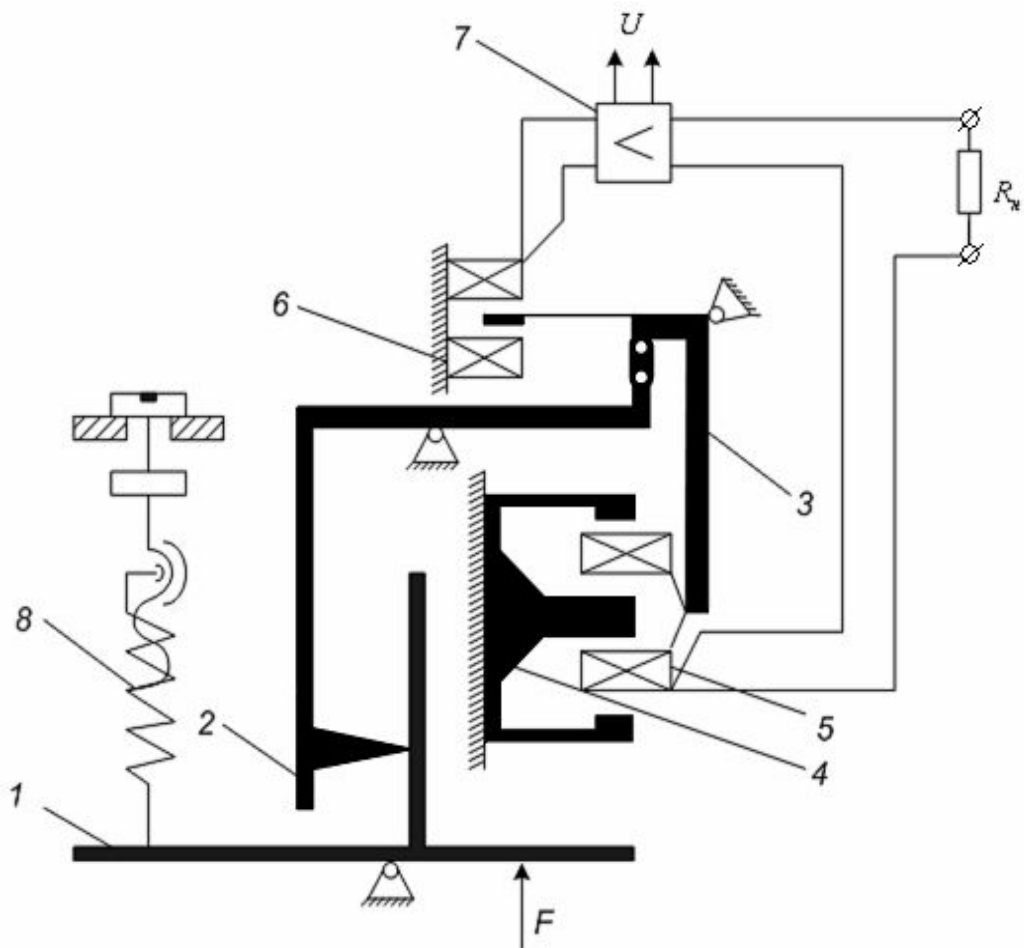


Рис. 3.7

3.3.2. Датчики температуры. Для измерения температуры промышленностью выпускается большое количество различных термометров, отличающихся принципом действия, пределами измерения, точностью, инерционностью и другими показателями.

Манометрические термометры. У них в зависимости от температуры изменяется давление жидкости или газа в замкнутом объеме. Совместно с преобразователем ПЭ1 преобразуют измеряемую температуру в токовый сигнал.

Пределы измерения от -50°C до 630°C . Класс точности 1, тепловая инерционность в воздухе без движения до 800 с, в воде без движения 30 с.

Термоэлектрические термометры (термопары). Принцип действия основан на возникновении электродвижущей силы при изменении температуры одного из спаев замкнутой цепи, состоящей из разнородных термоэлектродов. Чувствительный элемент термопары состоит из двух тонких термопроводников диаметром 0,3...0,5 мм, сваренных между собой на рабочем конце в термопару (спай) и изолированных по всей длине. Чувствительный элемент помещается в защитную арматуру. Свободные концы термопары через колодку

зажимов подсоединяются к вторичному прибору или преобразователю через блок компенсации термоЭДС холодных спаев (БКХ).

Технические характеристики термопар приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Градуировка	Материал термоэлектродов	Пределы измерения, °С	ТермоЭДС, мВ
ХК	хромель–копель	–50...600	7...66,5
ХА	хромель–алюмель	–50...1000	4,1..50,2
ПП–1	платинородий(10%)–платина	–20...1300	0,65..16,7
ПР30/6	платинородий (30 % родия) – платинородий (6% родия)	300..1600	0,45...14
ВР5/20	вольфрам–рений (5 % рения) – вольфрам–рений (20% рения)	800...1800	10...27

Статические характеристики термопар нелинейные. Термопары относятся к датчикам с выходным сигналом низкого уровня (десятки милливольт). Параметры термопар оговариваются ГОСТами, и они относятся к датчикам системы ГСП. Для преобразования сигналов термопар в унифицированный токовый сигнал применяются нормирующие преобразователи:

ПТ–ТП68 – с линейной зависимостью тока от ЭДС термопары;

ПТ–ТП68Л, НП–ТЛ1 – с линейной зависимостью тока от температуры.

Класс точности преобразователей в зависимости от диапазона измерения – (0,6...1,5) %.

В динамике термопары являются инерционными звеньями. В зависимости от типа защитной арматуры, постоянная времени термопар может составлять от 5 до 60 секунд.

Термометры сопротивления. Для измерения температуры используются два вида термометров сопротивления:

– медные ТСМ,

– платиновые ТСП.

Принцип действия основан на изменении активного сопротивления при изменении температуры. Изготавливаются ТСМ и ТСП в виде безындукционной катушки, помещенной в защитную арматуру, аналогичную как и для термопар.

Основные технические характеристики термометров сопротивления приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Тип	Диапазон измеряемых температур °С	Сопротивление при 0 °С	Инерционность Т (с)
ТСП	–200 ... +650	46,100	10... 240
ТСМ	–50 ... +180	53, 100	10 ... 240

Инерционность термометров сопротивления, как и термопар, определяется защитной арматурой. Градуировочные характеристики термометров сопротивления нелинейны и задаются градуировочными таблицами. Для преобразования величины сопротивления в нормированный токовый сигнал используются нормирующие преобразователи:

ПТ–ТС68 – с линейной зависимостью выходного тока от величины сопротивления;

ПТ–ТС68Л, НП–СЛ1 – с линейной зависимостью выходного тока от температуры.

Класс точности преобразователя – 1 %.

3.3.3. Датчики перемещения. Для измерения угловых и линейных перемещений широко используются индукционные датчики угловых перемещений: сельсины и вращающиеся трансформаторы, соединенные в трансформаторный режим работы.

По назначению сельсины подразделяются на 3 группы:

Сельсины-датчики (СД), предназначены для работы в качестве датчиков в индикаторных схемах. СД рассчитаны на одновременную работу с несколькими приемниками и для создания необходимого синхронизирующего момента, употребляют значительный ток возбуждения.

Сельсины-приемники индикаторные (СПИ), предназначены для работы в качестве приемников индикаторных схем. Для создания синхронизирующего момента они также потребляют значительный ток возбуждения.

Сельсины-приемники трансформаторные (СПТ), предназначены для работы в трансформаторном режиме. Используются для измерения угловых рассогласований между пространственно разнесенными осями с преобразованием этого рассогласования в электрический сигнал.

По конструктивному исполнению сельсины подразделяются на контактные и бесконтактные.

У контактных сельсинов обмотка возбуждения расположена на роторе и выведена на кольца, а трехфазная обмотка синхронизации уложена на статоре.

У бесконтактных сельсинов все обмотки, возбуждения и синхронизации, расположены на статоре, а ротор представляет собой магнитопровод с расщепленной магнитной системой.

Для измерения угловых рассогласований сельсины соединяются в трансформаторный режим работы. Схема трансформаторного режима изображена на рис. 3.8.

Сельсины выпускаются с частотой питания 50 и 400 Гц. При появлении рассогласования между осями ($\varphi_{ВХ} \neq \varphi_{ВЫХ}$) в выходной обмотке сельсина приемника возникает ЭДС, величина которой пропорциональна синусу угла рассогласования, а частота определяется частотой питания.

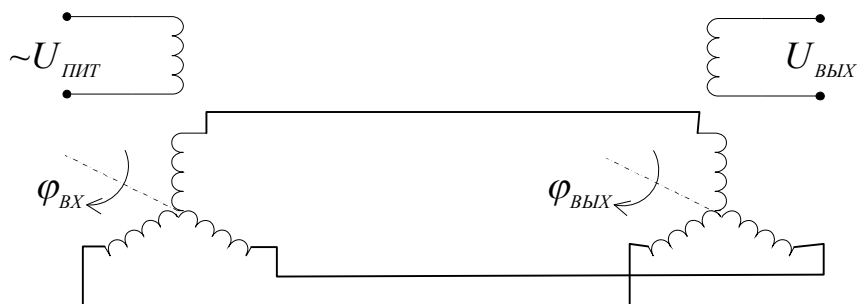


Рис. 3.8

При изменении знака рассогласования изменяется фаза выходного сигнала на 180 градусов. Сельсины являются балансным модулятором, формирующим выходной сигнал по закону балансной модуляции с подавленной несущей частотой.

$$U_{ВЫХ}(\Delta\varphi, t) = U_{\max} \cdot \sin \Delta\varphi \cdot \sin \omega_0 t, \quad (3.29)$$

где ω_0 – частота источника питания,

$$U_{ВЫХ}(-\Delta\varphi, t) = U_{\max} \cdot \sin \Delta\varphi \cdot \sin(\omega_0 t + 180^\circ). \quad (3.30)$$

Для определения знака рассогласования необходимо осуществить демодуляцию сигнала сельсина фазочувствительным выпрямителем.

В динамике при частоте огибающей не более $0,1 \omega_0$ сельсины можно считать безынерционным элементом.

Выходное напряжение сельсина приемника с учетом фазочувствительного выпрямителя в зависимости от величины рассогласования $\Delta\varphi = \varphi_{ВХ} - \varphi_{ВЫХ}$ определяется выражением

$$U_{ВЫХ}(\Delta\varphi) = U_{\max} \cdot \sin \Delta\varphi, \quad (3.31)$$

где U_{\max} – максимальное напряжение при 90° рассогласования. Эта синусоида изображена на рис. 3.9.

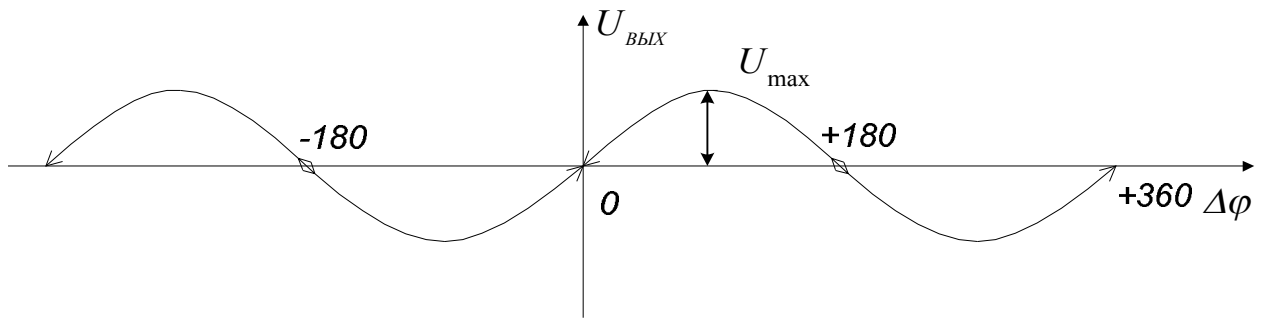


Рис. 3.9

Точки, соответствующие $0, \pm 360^\circ$, ... являются точками устойчивого равновесия (устойчивого нуля), а точки $\pm 180^\circ$ неустойчивыми нулями.

Реальные сельсины из-за конструктивных и технологических погрешностей при $\Delta\varphi = 0$ имеют остаточное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} \neq 0$, которое составляет 0,2 – 0,3 % от максимального выходного напряжения. Остаточное напряжение представляет собой случайную величину, определяемую несинусоидальностью индукции в воздушных зазорах сельсинов в функции угла поворота, несинусоидальности питающего напряжения, наличием высших гармоник.

Одна из возможных реализаций статической характеристики сельсинов изображена на рис. 3.10.

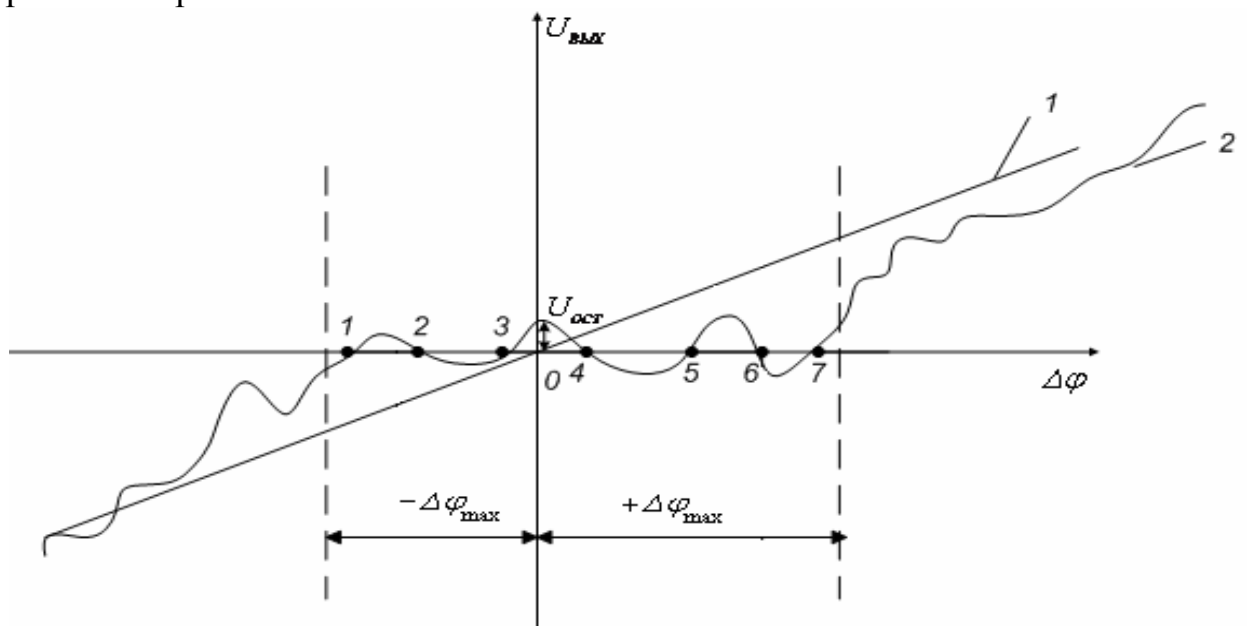


Рис. 3.10

На рисунке:

1 – идеальная синусоидальная характеристика;

2 – реальная характеристика.

В установившемся режиме работы согласованное положение сельсинов может быть в любом из устойчивых нулей (1, 3, 5, 7). В то же время истинно-

го устойчивого нуля не существует. При $\Delta\varphi = 0$ $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОСТ}}$. Нелинейная статическая характеристика сельсинов (рис 3.7), осредненная по некоторому множеству однотипных сельсинов и по ансамблю углов φ может быть представлена в виде рис. 3.11.

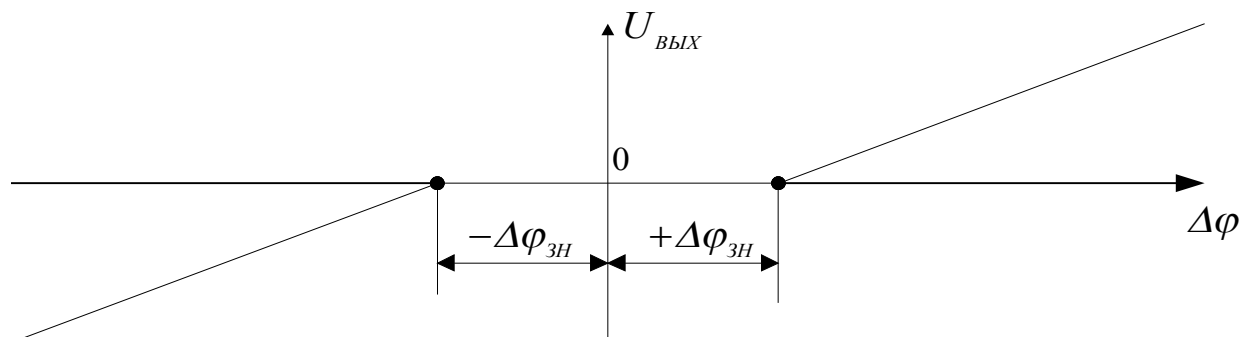


Рис. 3.11

На рисунке $\Delta\varphi_{3Н}$ – зона неопределенности устойчивого нуля, которая определяет статическую ошибку сельсинного измерителя рассогласования и в справочниках указывается как погрешность следования.

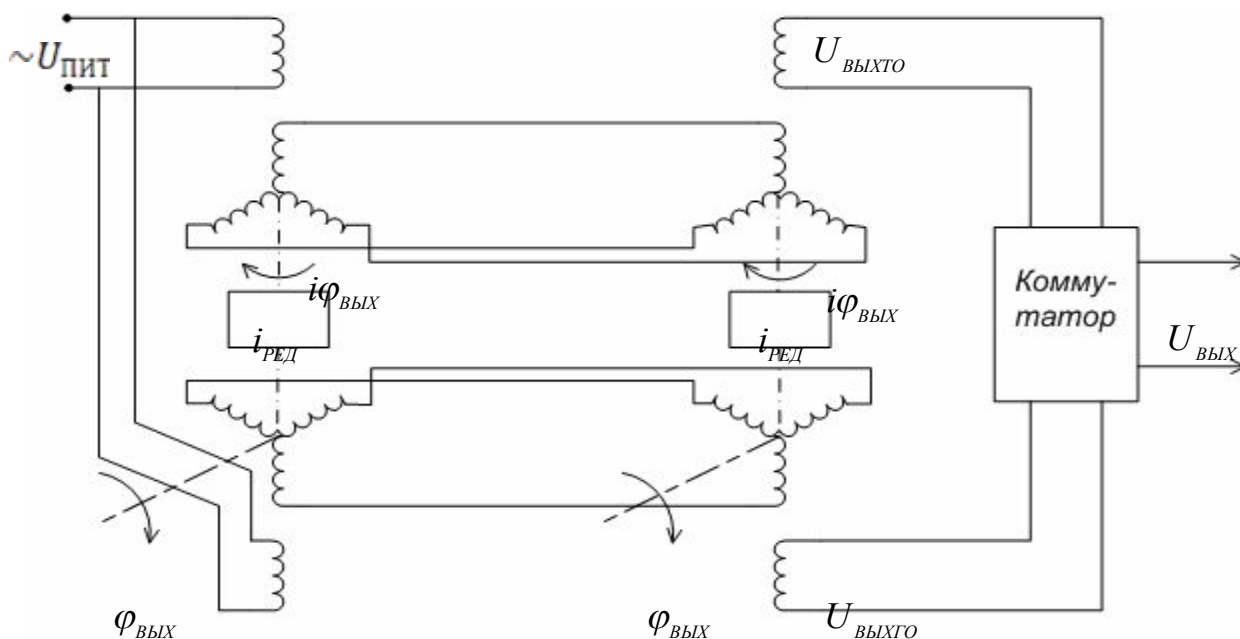


Рис. 3.12

Для повышения точности измерительных схем на сельсинах применяют двухотсчетные измерители. Схема такого измерителя изображена на рис. 3.12.

В схеме одна пара сельсинов датчик и приемник непосредственно соединены с осями $\varphi_{ВХ}$ и $\varphi_{ВЫХ}$, образуя пару грубого отсчета. Через повышающие редукторы с одинаковым передаточным числом $i_{РЕД}$ с осями соединена вторая пара сельсинов: датчик и приемник, называемые точным отсчетом. Выходные сигналы сельсинов грубого и точного отсчета через автоматический коммутатор подаются на вход усилителя. Статическая характеристика сельсинов грубого отсчета содержит один полный период изменения при рассогласовании от -180° до 180° . Статическая же характеристика сельсинов точного отсчета будет иметь число периодов, равное передаточному числу редуктора $i_{РЕД}$. Вид сигналов на выходах сельсинов–приемников грубого и точного отсчетов приведены на рис. 3.13.

Двухотсчетные измерители позволяют повысить точность измерения рассогласования, уменьшив зону неоднозначности сельсинного измерителя в i раз. Однако точный отсчет, обладая высокой точностью, не обеспечивает однозначности измерения рассогласования в пределах полного оборота.

При рассогласованиях, превышающих половину оборота точного отсчета необходимо переключиться на канал грубого отсчета, для чего устанавливается автоматический коммутатор. Обычно угол переключения коммутатора делают равным

$$\varphi_{ПЕР} = \frac{90^\circ}{i_{РЕД}} \equiv 90^\circ_{ГО} \quad (3.32)$$

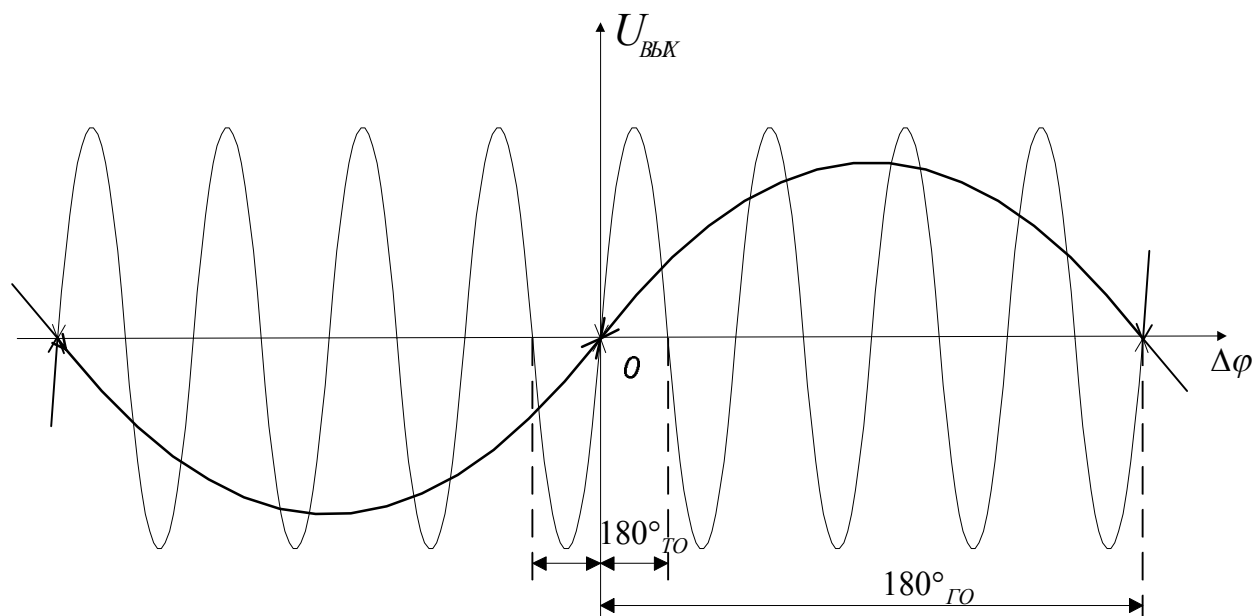


Рис. 3.13

Аппроксимированные характеристики при малых углах рассогласования представлены на рис. 3.14.

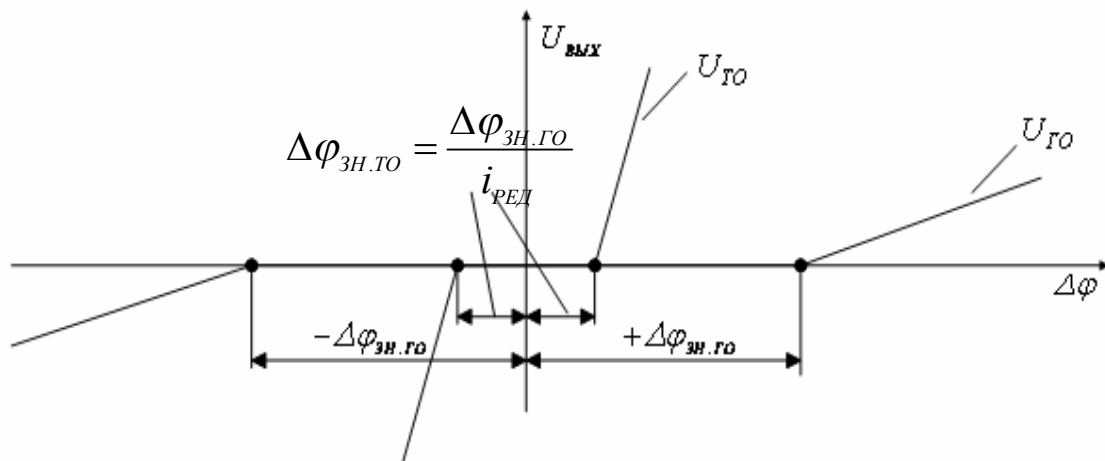


Рис. 3.14

Общая ошибка измерения рассогласования по каналу точного отсчета:

$$\varepsilon_{ГО} = \frac{\Delta\varphi_{ЗН}}{i_{РЕД}} + \varepsilon_{РЕД} \quad (3.33)$$

где $\varepsilon_{РЕД}$ – ошибка изготовления редуктора.

С точки зрения точности $i_{РЕД}$ желательно выбирать побольше, однако наличие $\varepsilon_{РЕД}$, которое составляет $3 \div 5$ угловых минут, ограничивает эту точность. При увеличении $i_{РЕД}$ уменьшается зона работы по каналу точного отсчета, которая должна быть больше $\Delta\varphi_{ЗН}$, иначе система при согласовании может не переключиться на канал точного отсчета. Кроме того, увеличение $i_{РЕД}$ приводит к увеличению скорости вращения сельсина точного отсчета и появлению ЭДС вращения, снижающей точность.

Для исключения механического редуктора и повышения точности измерения рассогласования двухотсчетными измерителями в настоящее время разработаны и выпускаются промышленностью двухотсчетные измерители с электрической редукцией. В индукционных преобразователях (сельсинах, Вт) электрическая редукция получается за счет увеличения числа пар полюсов роторной и статорной обмоток. В двухотсчетных измерителях укладываются обмотки, имеющие по одной паре полюсов (грубый отсчет) и обмотки, имеющие 16, 24 пар полюсов (точный отсчет). Согласно [1] созданные на этой основе 12 и 24 – полюсные сельсины позволяют получить измерительные схемы, погрешность которых не превышает $\pm 0,7$ угловой минуты в пределах полного оборота.

Вращающиеся трансформаторы (ВТ) представляют собой электрические машины, на статоре и на роторе которых расположены перпендикулярные обмотки.

По своему назначению ВТ подразделяются на синусно–косинусные (СКВТ), линейные (ЛВТ) и ВТ для трансформаторной дистанционной передачи угла поворота (ТДП). Последние еще подразделяются на датчики (ВТДП–Д) и приемники (ВТДП–П). По точности ВТ значительно превосходят сельсины (погрешность ВТДП 1...5 угловых минут) имеют меньшую массу, но значительно дороже, так как их магнитная система изготовлена из пермалоя. Схема включения в трансформаторную дистанционную передачу аналогична схеме включения сельсинов.

Цифровые датчики перемещения. Для преобразования угла поворота в цифровой код в настоящее время широко используются преобразователи, чувствительным элементом которых является сельсин или ВТ, работающий в режиме фазовращателя.

Статорные обмотки создают вращающееся магнитное поле, которое наводит в роторной обмотке ЭДС, фаза которой пропорциональна углу поворота ротора. Функциональная схема преобразователя угол-фаза-код приведена на рис. 3.15.

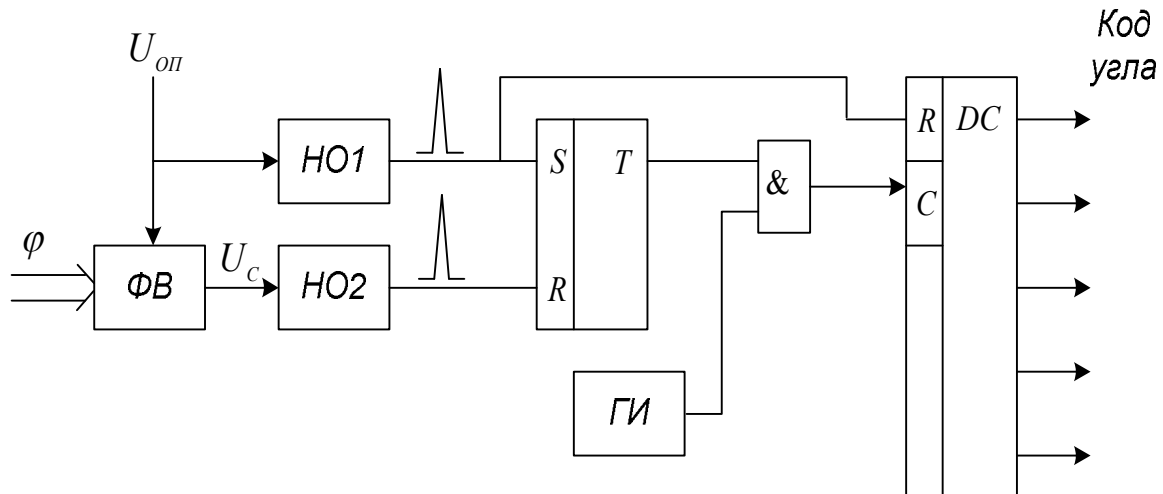


Рис. 3.15

Выходное напряжение U_c фазовращателя $\Phi В$, фаза которого пропорциональна углу поворота φ , подается на нуль – орган 2. Опорное напряжение $U_{оп}$ поступает на нуль-орган 1. Нуль-органы фиксируют моменты перехода напряжений через нуль, например, при спаде импульса и выдают импульсные сигналы на триггер T . На выходе триггера формируется временной интервал, пропорциональный фазовому сдвигу между $U_{оп}$ и U_c , в течение которого через схему $И$ заполняется счетчик. Число импульсов, подсчитанных двоичным счетчиком DC , определится величиной измеряемого угла

$$N = \frac{\varphi}{2\pi} \frac{f_{ги}}{f_{оп}}. \quad (3.34)$$

Схемотехника цифровых преобразователей перемещений подробно рассмотрена в [11].

Для систем управления промышленных роботов и других цифровых следящих систем разработаны и начали широко применяться унитарно-кодовые датчики угловых перемещений, такие, как ПИКП (преобразователь измерительный круговых перемещений), модели ВЕ–178. Он состоит из стеклянного диска, на котором нанесены 3 дорожки штрихов; оптоэлектронного считывающего устройства и схемы формирования выходных сигналов. Датчик формирует 6 выходных сигналов:

- основной, меандр с числом импульсов от 250 до 2500 на оборот;
- инверсный основному;
- смещенный со смещением на четверть периода;
- инверсный смещенному;
- импульс начала отсчета (один за оборот);
- инверсный началу отсчета.

Для получения значения угла поворота выходные сигналы датчика суммируются (вычитаются) реверсивным счетчиком в зависимости от направления вращения. Начало отсчета определяется один раз за оборот импульсом начала отсчета.

3.3.4. Выбор датчиков. Так как датчики являются основными элементами, посредством которых замыкается главная обратная связь в системах регулирования, то при их выборе необходимо руководствоваться следующими показателями и характеристиками:

1. Измеряемая физическая величина (температура, давление, уровень, концентрация, скорость вращения, угол поворота, линейное перемещение и т.д.). Для измерения линейных перемещений обычно используют датчики угловых перемещений, связанных с объектами механическими передачами типа винт–гайка, рейка–шестерня, шатунно–кривошипный механизм и т. д.;

2. Диапазон измерения. Для повышения точности измерения максимальное значение измеряемой переменной должно быть близко к верхнему пределу измерения датчика (80..90)%;

3. Точность измерения. Погрешность датчика должна быть меньше допустимой ошибки регулирования автоматической системы.

Эти требования должны выполняться всегда в любых системах регулирования независимо от их назначения и выполняемых функций. Помимо этих требований к датчикам предъявляется и ряд других, среди которых можно указать следующие:

- Минимальная инерционность. Постоянная времени датчика должна быть на порядок меньше постоянной времени объекта;
- Желательно, чтобы датчик серийно выпускался промышленностью;
- Линейность статической характеристики;
- Надежность;
- Нормированный выходной сигнал;
- Минимальные весогабаритные показатели;

- Требования к источникам питания. Желательно электропитание от промышленной сети;
 - Минимальные требования обслуживания в процессе эксплуатации. Бесконтактность;
 - Минимальная стоимость;
 - Простота согласования с другими элементами системы управления.
- Помимо перечисленных могут предъявляться и ряд других требований, оговоренных в техническом задании на проектирование.

3.4. Усилительно-преобразовательные устройства

Их назначение – обеспечить требуемый коэффициент усиления системы и согласовать элементы системы по виду и уровням сигналов. В состав усилительно–преобразовательных устройств можно отнести:

- предварительные усилители;
 - модуляторы;
 - демодуляторы;
 - фильтры;
 - аналогово-цифровые преобразователи;
 - цифроаналоговые преобразователи;
 - нелинейные преобразователи;
 - логические устройства;
 - устройства, выполняющие математические операции;
 - динамические преобразователи (дифференциаторы, интеграторы);
- и ряд других, которые необходимы для обработки информации в системах регулирования.

Усилительно–преобразовательные устройства строятся таким образом, чтобы усиление сигналов осуществлялось на переменном токе, а их преобразование на постоянном токе. Это позволяет получить стабильность коэффициента усиления, отсутствие дрейфа нуля, стабильность параметров системы и обеспечить необходимые преобразования сигналов наиболее простыми средствами и схемными решениями, работающими на постоянном токе. При этом необходимо следить за согласованием элементов по физической природе и уровням сигналов. Выходной сигнал предыдущего элемента и входной сигнал последующего должны иметь одинаковую физическую природу и размерность. Несоблюдение этих условий всегда приводит к грубым ошибкам.

3.5. Технические средства для построения промышленных систем регулирования

Для построения систем регулирования промышленными объектами в различных отраслях, таких как машиностроение, энергетика, нефтепереработка, химическая промышленность и других в настоящее время выпускается

большое количество различных приборов и регуляторов, как в виде отдельных приборов, так и в виде агрегатированных комплексов. С помощью таких приборов и комплексов для конкретного технологического объекта путем набора необходимых приборов и блоков проектируются автоматические системы регулирования с требуемыми функциями, используя блочно–модульный принцип построения.

При автоматизации технологических процессов и объектов в настоящее время наиболее широкое применение находят агрегатированные комплексы электрических средств регулирования АКЭСР, АКЭСР–2(на микроэлектронной элементной базе); выпускаемый московским заводом тепловой автоматики комплекс «Каскад» и «Каскад–2»(на микроэлектронной элементной базе), комплекс технических средств для построения локальных информационно-управляющих систем – КТСЛИУС и КТСЛИУС–2 (на микроэлектронной элементной базе) разработки Харьковского НИИ автоматики; комплексы средств «Контур», КМ2201 и другие [9].

Комплекс технических средств «Каскад–2». Комплекс «Каскад–2» состоит из функциональных и регулирующих блоков, позволяющих путем агрегатирования создавать системы регулирования различных технологических процессов.

Комплекс состоит из отдельных блоков, выполненных в виде законченных приборов в унифицированном конструктивном исполнении.

В состав комплекса входит:

Р17 – блок, регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом. Блок выполняет суммирование с гальваническим разделением и масштабирование до 4х входных унифицированных токовых сигналов, введение сигнала задания от внутреннего корректора либо от внешнего потенциометрического задающего устройства (ЗУ11), формирование сигнала отклонения и по выбору одного из типовых законов П, ПИ, ПД, ПИД – регулирования; 2хстороннее регулируемое ограничение выходного сигнала, демпфирование сигнала отклонения, а в комплекте с внешним блоком управления (например, БУ12) безударное переключение режимов работы и ручное управление выходным сигналом.

Р17.1 – блок, регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом, выполняет суммирование и масштабирование до 3х сигналов дифференциально–трансформаторных датчиков, а также унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения, остальные функции как у блока Р17.

Р17.2 – блок, регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом выполняет суммирование и масштабирование до 2х сигналов термометров сопротивления, а также унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у блока Р17.

Р17.3 – блок, регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом, производит суммирование и масштабирование сигнала термопары и

унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания от внутреннего корректора, либо от внешнего потенциометрического задающего устройства, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у блока Р17.

Р27 – блок, регулирующий аналоговый с импульсным выходом сигналом выполняет суммирование с гальваническим разделением и масштабированием до 4х унифицированных сигналов, ввод сигнала задания от внутреннего корректора или от внешнего потенциометрического задатчика; формирование по выбору одного из законов П, ПИ или ПИД – регулирования, двух или трехпозиционного регулирования; демпфирование и индикацию выходного сигнала, введение запрета на управление нагрузкой.

Р27.1 – блок, регулирующий аналоговый с импульсным выходным сигналом, осуществляет суммирование с масштабированием до 3х сигналов дифференциально–трансформаторных датчиков и унифицированных сигналов постоянного тока; ввод сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у Р27.

Р27.2 – блок, регулирующий аналоговый с импульсным выходным сигналом, производит суммирование с масштабированием до 2х сигналов термометров сопротивления и унифицированных токовых сигналов, ввод сигналов задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у блока Р27.

Р27.3 – блок, регулирующий аналоговый с импульсным выходом, выполняет суммирование с масштабированием сигнала термопары и унифицированных сигналов постоянного тока, ввод сигнала задания от внутреннего корректора или внешнего потенциометрического задатчика, формирование сигнала отклонения. Остальное, как и у Р27.

Р28 – блок, регулирующий аналоговый с импульсным выходом и автоподстройкой параметров, обеспечивает аналоговую или дискретную трехступенчатую автоподстройку коэффициента передачи и постоянной времени интегрирования. Остальные функции, как и у блока Р27.

Р21 – блок, регулирующий с импульсным выходным сигналом, предназначен для формирования совместно с исполнительным механизмом постоянной скорости ПИ–закона регулирования. При подаче обратной связи по положению исполнительного механизма П – закон регулирования. При работе в комплекте с блоком дифференцирования Д01 или Д03 – ПИД – закон регулирования.

Р23 – блок, регулирующий с импульсным выходным сигналом, выполняет те же функции, что и блок Р21, но позволяет дистанционно трехступенчато изменять параметры настройки – коэффициент передачи и постоянную времени интегрирования.

Р12 – блок, регулирующий аналоговый с унифицированным выходным токовым сигналом, предназначен для формирования П, ПИ, ПИД – законов регулирования и двухстороннего ограничения выходного сигнала. Может

применяться как самостоятельное регулирующее устройство или как корректирующее устройство.

Р132 – блок, регулирующий аналоговый, предназначен для высокоточного регулирования по П, ПИ, ПИД – законам температуры, измеряемой термомпарами. Сигнал задания формируется встроенным в прибор или выносным датчиком. Прибор выполняется в пяти модификациях в зависимости от градуировки термомпары, для подключения которых имеется модуль компенсации термоЭДС холодных спаев. Имеет встроенные элементы оперативного управления, обеспечивающие безударный переход с автоматического управления на ручное и обратно и ручное управление выходным нормированным током.

А05 – блок суммирования и ограничения. Выполняет суммирование с гальваническим разделением и масштабированием до четырех токовых сигналов, смещение начального уровня выходного сигнала, регулируемое ограничение выходного сигнала по минимуму и максимуму.

А35 – блок вычислительных операций выполняет по каждому из двух независимых каналов одну из вычислительных операций: умножение, деление, извлечение корня, возведение в квадрат и дополнительно суммирование сигнала с масштабированием по каждому из двух входов с гальваническим разделением одного из входов для операции умножения и деления.

Л03 – блок аналого–релейного преобразования, двухканальный, осуществляет по каждому каналу сравнение входных токовых сигналов с заданным порогом срабатывания, изменяя состояние дискретных двухпозиционных выходных сигналов (аналого–релейное преобразование сигналов), демпфирование входных сигналов и задание порога срабатывания, выделение наибольшего (наименьшего) из трех входных токовых сигналов, гальваническое разделение сигналов и дополнительное суммирование с масштабированием до 3х входных токовых сигналов.

Л03.1 – двухканальный, производит суммирование с масштабированием до 3х сигналов дифференциально-трансформаторных датчиков, а также унифицированных токовых сигналов, аналого-релейные преобразования входных токовых сигналов. Остальные функции как у Л03.

Л03.3 – осуществляет суммирование с масштабированием сигнала термомпары и унифицированных токовых сигналов, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у Л03.

Д05 – блок динамических преобразований имеет два независимых канала, по каждому из которых осуществляется преобразование входных сигналов в соответствии с одним из законов регулирования (по выбору): дифференциального Д, пропорционального П, апериодического А, интегрального И, и дополнительно демпфирование входного сигнала при двухпозиционном регулировании.

Д05.1 – производит суммирование с масштабированием до 3–х сигналов дифференциально–трансформаторных датчиков и унифицированных токовых

сигналов, введение сигнала в задание, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у Д05.

Д05.3 – выполняет суммирование с масштабированием сигнала термопары и унифицированных токовых сигналов, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у Д05.

Д06 – блок динамического преобразования с автоподстройкой: имеет два независимых канала, по каждому из которых обеспечивает суммирование с масштабированием и гальванической развязкой до 3 унифицированных токовых сигналов, преобразование аналогового сигнала в соответствии с одним из законов регулирования по выбору: дифференциального Д, пропорционального П, аperiodического А, интегрального И, аналоговую или дискретную трехступенчатую автоподстройку коэффициента передачи и постоянную времени регулятора, а также аналогово–дискретное преобразование сигнала автоподстройки.

Д07 – блок интегрирования производит интегрирование аналогового или импульсного сигнала, установку начальных условий, двухсторонние ограничения выходного сигнала и сигнализацию достижения им уровня ограничения. Сохраняет информацию при перерывах в питании, обеспечивает суммирование с масштабированием и гальванической развязкой унифицированных токовых сигналов при выполнении функции интегрирования и сигнализации.

Н05 – блок нелинейных преобразователей осуществляет кусочно–линейную аппроксимацию нелинейной функции шестью отрезками прямой, выделение максимального или минимального из трех входных сигналов, гальваническое разделение аналоговых входных сигналов по каждому из 2х независимых каналов, суммирование и масштабирование входных сигналов, преобразование сигнала напряжения в ток и инвертирование сигнала напряжения.

Задающие устройства

ЗУ05 – источник постоянного тока с регулируемым выходным током от 0 до 5 мА.

ЗУ11 – пассивный проволочный потенциометр с сопротивлением $R=2,2\text{кОм}$.

Пусковые и усилительные устройства

ПМРТ – реверсивный магнитный пускатель для контактного управления исполнительным механизмом МЭОК21.

У21, У22 – трехпозиционные тиристорные усилители для управления исполнительным механизмом МЭОБ21.

Исполнительные механизмы

Контактный МЭОК21 и бесконтактный МЭОБ21 состоят из трехфазного асинхронного электродвигателя, двухступенчатого червячного редуктора и блока сервомотора с концевыми и путевыми переключателями и датчиком положения выходной оси с унифицированным токовым выходом.

Выносные устройства оперативного управления

Для управления комплектом аппаратуры регулирования комплекса «Каскад» используются блоки оперативного управления.

БУ12 – блок управления аналоговыми регуляторами. Используется в комплекте с регулирующим блоком Р12. Он обеспечивает безударный переход с автоматического управления на ручное и обратно, а также ручное управление током нагрузки с помощью встроенного источника тока 0...5 мА.

БУ21 – блок управления релейными регуляторами типа Р21, Р27. Обеспечивает ручное переключение выходных цепей регулирующего блока с автоматического управления на ручное и обратно. Коммутация цепей ручного управления производится кнопками «больше» и «меньше» с самовозвратом и внутренними блокировками от одновременного включения. Имеет две лампы для световой индикации.

4. ИНЖЕНЕРНЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

4.1. Анализ точности

При расчете и проектировании автоматических систем после выбора основных функциональных элементов и разработки структурной схемы системы перед разработчиком встает задача оценить, что получилось, т. е. провести анализ системы, составленной из функционально необходимых элементов, сопоставляя результаты с основными требованиями технического задания. К таким основным требованиям относятся: точность, устойчивость, динамические характеристики или качество работы в переходных режимах. Для решения этой задачи целесообразно использовать простые инженерные методы, позволяющие хотя и приближенно, но достаточно просто и быстро получить необходимые результаты.

Одним из основных показателей, характеризующих качество работы автоматической системы, является точность воспроизведения задающего воздействия. Точность обычно оценивают величиной ошибки в установившемся режиме работы. Она определяется несколькими факторами и может быть представлена в виде трех составляющих:

$$\varepsilon = \varepsilon_g + \varepsilon_f + \varepsilon_{эл},$$

где ε_g – методическая ошибка, вызванная действием задающего сигнала;

ε_f – методическая ошибка, вызванная действием возмущений;

$\varepsilon_{эл}$ – инструментальная ошибка, обусловленная погрешностями элементов системы.

Методические ошибки зависят от законов изменения задающего воздействия $g(t)$ и возмущения $f(t)$, а также от структуры системы, порядка астатизма и параметров (коэффициента усиления, постоянных времени).

Инструментальная же ошибка определяется погрешностями изготовления элементов (люфт редуктора, дрейф нуля усилителя, неоднозначность характеристики датчика, зона нечувствительности исполнительного устройства). Ее можно изменять, только выбирая более точные и совершенные элементы. Для выбранных же элементов она изменяться не может и должна учитываться на этапе выбора элементов системы.

Для оценки методических ошибок удобно воспользоваться структурной схемой и передаточными функциями по ошибке. В общем случае структурная схема автоматической системы может быть представлена в виде, изображенном на рис. 4.1, где $K_1(p)$ и $K_2(p)$ – передаточные функции элементов системы до точки приложения возмущения f и после нее, $K_3(p)$ – передаточная функция цепи передачи возмущения.

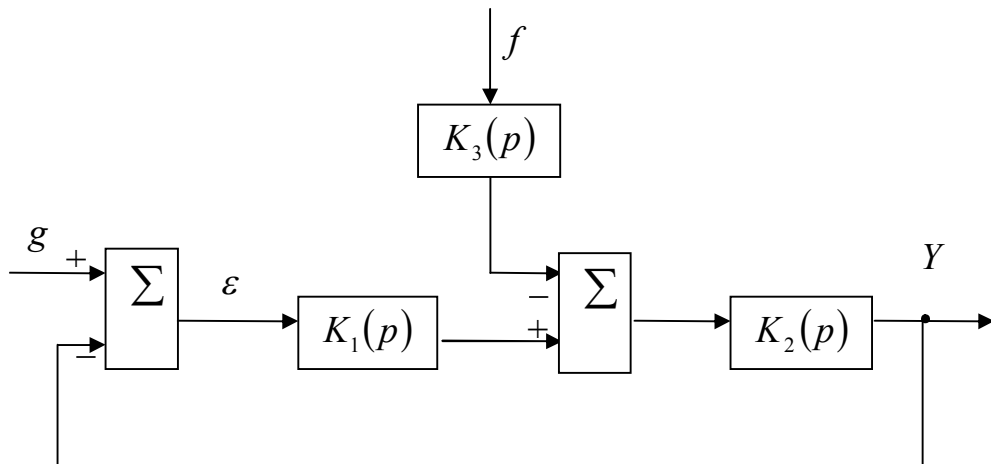


Рис. 4.1

Передаточные функции по ошибке от входного сигнала и возмущения

$$K_{\varepsilon g}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{g(p)} = \frac{1}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)}, \quad (4.1)$$

$$K_{\varepsilon f}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{f(p)} = \frac{K_2(p) \cdot K_3(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)}. \quad (4.2)$$

Изображение общей методической ошибки

$$\varepsilon(p) = \varepsilon_g(p) + \varepsilon_f(p) = g(p) \cdot K_{\varepsilon g}(p) + f(p) \cdot K_{\varepsilon f}(p). \quad (4.3)$$

Зная передаточные функции по ошибке и законы изменения воздействий $g(t)$ и $f(t)$, можно найти выражение для ошибки:

$$\varepsilon(t) = L^{-1}\{\varepsilon(p)\}.$$

Установившееся значение ошибки может быть определено из выражения (4.3) по теореме о конечном:

$$\varepsilon_{уст} = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p). \quad (4.4)$$

При обработке системой ступенчатых сигналов (скачок по положению, скачок скорости, скачок ускорения) или произвольных медленно меняющихся сигналов удобно пользоваться коэффициентами ошибок. Если передаточную функцию по ошибке представить в виде ряда по возрастающим степеням p , сходящегося при $p \rightarrow 0$

$$K_\varepsilon(p) = C_0 + C_1 \cdot p + C_2 \cdot p^2 + C_3 \cdot p^3 + \dots, \quad (4.5)$$

то коэффициенты этого ряда будут определять отдельные составляющие ошибки, обусловленные величиной сигнала, скоростью его изменения, ускорением и т.д., и называются коэффициентами ошибок по положению, по скорости, по ускорения и т.д.

Значения коэффициентов ошибок могут быть определены разными способами: разложением в ряд Маклорена, по методике Л. Г. Кинга, делением полиномов.

Так как передаточная функция по ошибке, записанная по коэффициентам ошибок, представляет ряд по возрастающим степеням p , то при вычислении коэффициентов ошибок путем деления полиномов последние также необходимо записывать по возрастающим степеням:

$$K_\varepsilon(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots} = C_0 + C_1 p + C_2 p^2 + C_3 p^3 + \dots, \quad (4.6)$$

$$C_0 = \frac{1}{b_0} a_0 \doteq C_0; \quad C_1 = \frac{1}{b_0} (a_1 - C_0 b_1) \doteq C_1; \quad C_2 = \frac{1}{b_0} (a_2 - C_0 b_2 - C_1 b_1); \quad (4.7)$$

$$C_3 = \frac{1}{b_0} (a_3 - C_0 b_3 - C_1 b_2 - C_2 b_1).$$

При обработке гармонического сигнала $g(t) = g_{\max} \cdot \sin \omega_k t$ ошибка не остается постоянной, а изменяется с частотой сигнала

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_{\max} \cdot \sin(\omega_k t + \varphi). \quad (4.8)$$

В этом случае точность системы оценивается по максимальной величине (амплитуде) ошибки. Для определения амплитуды ошибки можно воспользоваться частотной характеристикой по ошибке $K_{\varepsilon g}(j\omega)$:

$$\varepsilon_{g \max} = g_{\max} \cdot |K_{\varepsilon g}(j\omega_K)| = g_{\max} \left| \frac{1}{1 + K(j\omega_K)} \right| \approx \frac{g_{\max}}{|K(j\omega_K)|}. \quad (4.9)$$

Для оценки точности следящих систем иногда пользуются величинами, обратными коэффициентам ошибок, которые называются добротностями по скорости, ускорению, моменту

$$D_V = \frac{1}{C_{1g}} = \frac{\dot{g}}{\varepsilon_V}; \quad D_A = \frac{1}{C_{2g}} = \frac{\ddot{g}}{\varepsilon_A}; \quad D_M = \frac{1}{C_{0f}} = \frac{M_c}{\varepsilon_M}, \quad (4.10)$$

где \dot{g}, \ddot{g} – скорость и ускорение изменения сигнала;

ε_V – скоростная ошибка;

ε_A – ошибка по ускорению;

ε_M – моментальная ошибка;

M_c – момент сопротивления нагрузки.

4.2. Синтез параметров автоматических систем из условия обеспечения заданной точности

При расчете и проектировании автоматических систем разработчику важно знать, не как вычислить ошибку, а как определить параметры системы, которые бы обеспечивали требуемую точность.

Условие обеспечения заданной точности:

$$\varepsilon = \varepsilon_g + \varepsilon_f + \varepsilon_{\text{эл}} \leq \varepsilon_{\text{доп}}. \quad (4.11)$$

Так как инструментальная ошибка элементов системы определяется погрешностями самих элементов и корректироваться не может, то условие обеспечения заданной точности может быть записано в виде

$$\varepsilon_g + \varepsilon_f \leq \varepsilon_{\text{доп}} - \varepsilon_{\text{эл}}, \quad (4.12)$$

где $\varepsilon_{\text{доп}}$ – максимально допустимая величина ошибки;

$\varepsilon_{\text{эл}}$ – инструментальная ошибка элементов системы.

Требуемый порядок астатизма по задающему воздействию $g(t)$ и возмущению $f(t)$ определяется законами изменения сигналов. Постоянный по величине сигнал могут обработать как статические, так и астатические системы.

Причем в астатических системах установившаяся ошибка будет равна нулю, а в статических определится коэффициентом усиления разомкнутой системы:

$$C_0 = \frac{1}{1+k}.$$

Линейно нарастающий сигнал (скачок скорости) могут обработать только астатические системы, причем в системах с астатизмом первого порядка будет установившаяся ошибка, не равная нулю. Скачок ускорения могут обрабатывать системы с астатизмом не ниже второго порядка.

Для определения параметров автоматических систем по допустимой величине ошибки можно воспользоваться выражениями (4.1), (4.2), (4.3), из которых могут быть определены параметры передаточных функций по ошибке, обеспечивающие требуемую точность.

В общем случае эта задача не решается. Она может быть решена для конкретных систем. Рассмотрим это на примере электромеханической следящей системы, структурная схема которой изображена на рис. 4.2.

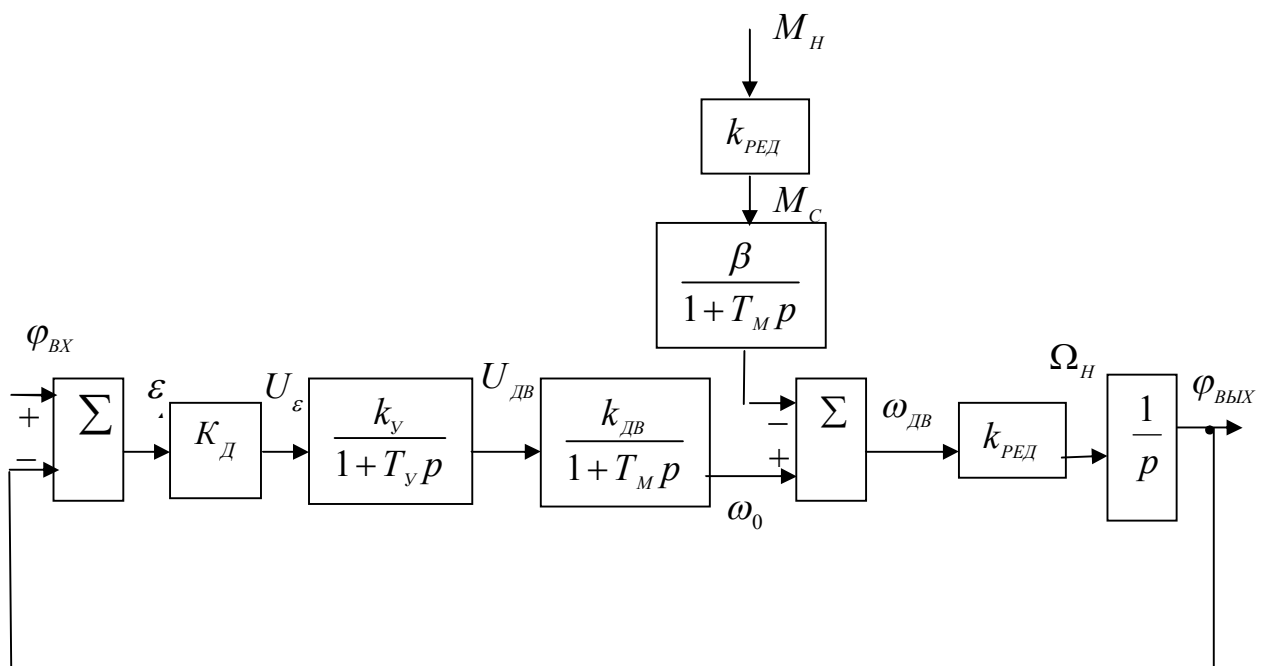


Рис.4.2

На структурной схеме угол поворота командной оси; $\varphi_{ВЫХ}$ – угол поворота нагрузки; $M_{Н}$ – момент нагрузки; $M_{С}$ – момент нагрузки, приведенный к валу двигателя.

Эта структура сводится в виду, изображенному на рис. 4.1, где

$$K_1(p) = \frac{k_1}{(1+T_{у}p)(1+T_{М}p)}; \quad K_2(p) = \frac{k_{РЕД}}{p}; \quad K_3(p) = \frac{\beta \cdot k_{РЕД}}{1+T_{М}p}. \quad (4.13)$$

Запишем передаточные функции по ошибке

$$K_{\varepsilon g}(p) = \frac{1}{1 + \frac{k}{p(1+T_v p)(1+T_M p)}} = \frac{p + (T_v + T_M)p^2 + T_v T_M p^3}{k + p + (T_v + T_M)p^2 + T_v T_M p^3}, \quad (4.14)$$

$$K_{\varepsilon f}(p) = \frac{\frac{\beta \cdot k_{ред} \cdot k_{ред}}{1+T_M p} \cdot \frac{k_{ред}}{p}}{1 + \frac{k}{p(1+T_v p)(1+T_M p)}} = \frac{\beta \cdot k_{ред}^2 (1+T_v p)}{k + p + (T_v + T_M)p^2 + T_v T_M p^3}. \quad (4.15)$$

В этих выражениях k – коэффициент усиления разомкнутой системы. Разложив передаточные функции по коэффициентам ошибок, получим:

$$C_{0g} = 0; \quad C_{1g} = \frac{1}{k}; \quad C_{2g} = \frac{1}{k} \left(T_v + T_M - \frac{1}{k} \right); \quad (4.16)$$

$$C_{0f} = \frac{\beta \cdot k_{ред}^2}{k}; \quad C_{1f} = \frac{\beta \cdot k_{ред}^2}{k} \left(T_v - \frac{1}{k} \right).$$

Из этих выражений видим, что система обладает астатизмом первого порядка по задающему сигналу и является статической по возмущению (моменту нагрузки).

Условие обеспечения заданной точности $\varepsilon_g + \varepsilon_f \leq \varepsilon_{доп} - \varepsilon_{эл}$ позволяет рассчитать необходимый коэффициент усиления системы при отработке скачка скорости с постоянным моментом нагрузки:

$$C_{1g} \Omega + C_{0f} M_H \leq \varepsilon_{доп} - \varepsilon_{эл}, \quad (4.17)$$

откуда

$$k \geq \frac{\Omega + \beta \cdot k_{ред}^2 \cdot M_H}{\varepsilon_{доп} - \varepsilon_{эл}}. \quad (4.18)$$

При работе на гармонический входной сигнал $g(t) = g_{max} \cdot \sin \omega_K t$ максимальная ошибка по задающему сигналу определяется выражением (4.9).

В области низких частот $K(j\omega)$ описывается выражением:

$$K(j\omega) = \frac{k}{j\omega(1+T_v j\omega)},$$

которому соответствует ЛАХ, изображенная на рисунке 4.3, где T_1 – наибольшая постоянная времени системы.

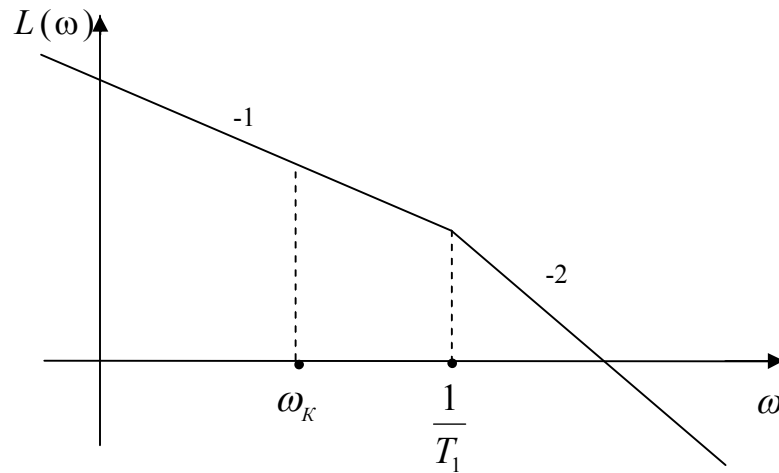


Рис. 4.3

Максимальная величина ошибки от задающего сигнала:

$$\varepsilon_{g \max} = \frac{\varphi_{\max} \omega_K \sqrt{1 + T_1^2 \omega_K^2}}{k} = \frac{\Omega_{\max} \sqrt{1 + T_1^2 \omega_K^2}}{k}. \quad (4.19)$$

Условие обеспечения заданной точности:

$$\frac{\Omega_{\max} \sqrt{1 + T_1^2 \omega_K^2}}{k} + \frac{\beta \cdot k_{\text{РЕД}}^2 \cdot M_H}{k} \leq \varepsilon_{\text{ДОП}} - \varepsilon_{\text{ЭЛ}}, \quad (4.20)$$

откуда

$$k \geq \frac{\Omega_{\max} \sqrt{1 + T_1^2 \omega_K^2} + \beta \cdot k_{\text{РЕД}}^2 \cdot M_H}{\varepsilon_{\text{ДОП}} - \varepsilon_{\text{ЭЛ}}} \quad (4.21)$$

Из выражения (4.21) видно, что точность зависит не только от коэффициента усиления, но и от постоянной времени T_1 . Для упрощения коррекции T_1 желательно выбирать по возможности большей, но при этом возрастает величина требуемого коэффициента усиления. Уменьшение же T_1 сдвигает желаемую ЛАХ вправо, что усложняет коррекцию. Обычно выбирают

$$T_1 = \frac{1}{\omega_K}, \quad (4.22)$$

т.е. первую сопрягающую частоту делают равной частоте входного сигнала. В этом случае произведение $T_1\omega_K = 1$, и условие обеспечения заданной точности упрощается:

$$k \geq \frac{\Omega_{\max} \sqrt{2} + \beta \cdot k_{\text{ред}}^2 \cdot M_H}{\varepsilon_{\text{доп}} - \varepsilon_{\text{эл}}}. \quad (4.23)$$

Этим выражением можно пользоваться при расчете на фиксированные перемещения ($g(t) = \text{const}$, $\Omega = 0$) скачок скорости ($g(t) = \Omega t$, $\omega_K = 0$) при отсутствии нагрузки ($M_H = 0$). Для этого в выражениях (4.21) и (4.23) достаточно соответствующие величины положить равными нулю.

4.3. Анализ устойчивости и качества регулирования в переходных режимах

Всякая автоматическая система должна обеспечивать заданную точность, быть устойчивой и обладать определенными динамическими свойствами, гарантирующими требуемое качество регулирования в переходных режимах. Устойчивость системы является необходимым условием ее работоспособности. Требования устойчивости и точности являются противоречивыми, поэтому устойчивость обычно оценивают после установления параметров, обеспечивающих заданную точность.

Устойчивость систем определяется корнями характеристического уравнения, описывающего свободное движение системы (при отсутствии внешних воздействий). Для устойчивости необходимо, чтобы корни лежали в левой полуплоскости на комплексной плоскости. Так как для уравнений выше третьего порядка вычислить корни сложно, то для анализа устойчивости пользуются критериями устойчивости, позволяющими определить, где находятся корни, не вычисляя их величины. Разработаны алгебраические критерии (Рауса, Гурвица), позволяющие оценить устойчивость по коэффициентам характеристического уравнения, и частотные критерии (Михайлова, Найквиста), позволяющие определить устойчивость по частотным характеристикам. В инженерной практике наибольшее применение находит критерий Найквиста с его интерпретацией на логарифмические амплитудную и фазовую частотные характеристики, так как, помимо устойчивости, он позволяет определить запасы устойчивости, т.е. насколько система далека от границы устойчивости.

Согласно критерию Найквиста система будет устойчива, если амплитудно-фазовая частотная характеристика разомкнутой системы не охватывает точку $(-1, j0)$ на комплексной плоскости.

При оценке устойчивости по ЛАХ система будет устойчива, если при положительной ЛАХ ($|K(j\omega)| \geq 1$) фазовая характеристика не пересекает ось -180° или пересекает ее четное число раз.

Запасы устойчивости по модулю и фазе показывают, во сколько раз можно увеличить коэффициент усиления до выхода системы на границу устойчивости (запас по модулю) и на сколько градусов до -180° не доходит фазовая характеристика при модуле, равном единице.

Качество регулирования в переходных режимах работы определяется по переходной характеристике и характеризуется следующими параметрами:

- временем переходного процесса $t_{\text{пл}}$;
- установившейся ошибкой;
- периодом свободных колебаний T_0 или их частотой $\omega_0 = 2\pi/T_0$;
- максимальным перерегулированием $\sigma = \frac{Y_{\text{max}} - Y_{\text{уст}}}{Y_{\text{уст}}} \cdot 100\%$;
- числом колебаний за время переходного процесса;
- максимальной скоростью движения в переходном процессе и другими.

При расчете автоматических систем частотными методами для анализа устойчивости и качества регулирования удобно использовать показатель колебательности M . Он характеризует резонансные свойства системы и определяется отношением максимального значения АЧХ замкнутой системы $A(\omega)_{\text{max}}$ к ее значению при $\omega = 0$:

$$M = \frac{A(\omega)_{\text{max}}}{A(0)}.$$

В астатических системах $A(0) = 1$, а в статических $A(0) = \frac{k}{1+k}$ и при больших k , что необходимо для обеспечения точности, $A(0) \approx 1$. Поэтому показатель колебательности может быть определен как максимальное значение АЧХ замкнутой системы:

$$M = A(\omega)_{\text{max}} = \left| K_{\text{yg}}(j\omega) \right|_{\text{max}}.$$

На основании теоретических исследований и большого числа экспериментальных данных рекомендуемое значение показателя колебательности находится в пределах от 1,3 до 1,5. При высоких требованиях к плавности регулирования в переходном процессе принимают меньшие значения:

$M = 1, 1 \dots 1, 3, -$ и даже единицу. При $M > 1,7$ переходный процесс будет сильно колебательным.

Для приближенной оценки качества регулирования удобно воспользоваться анализом ЛАХ и ФЧХ системы, которые достаточно просто строятся по передаточной функции разомкнутой системы. Типовая ЛАХ системы с астатизмом первого порядка изображена на рис. 4.4.

Низкочастотная часть ЛАХ (НЧ) определяет установившийся режим работы (конец переходного процесса). Эта часть определяет порядок астатизма (наклон $0, -1, -2$) и коэффициент усиления разомкнутой системы. При наклоне -1 выражение частотной характеристики $|K(j\omega)| = \frac{k}{\omega}$, следовательно, величина коэффициента усиления будет равна частоте ω_K , где $L(\omega) = 0$, или на частоте $\omega = 1$ ЛАХ будет проходить через точку $L(1) = 20 \cdot \lg k$.

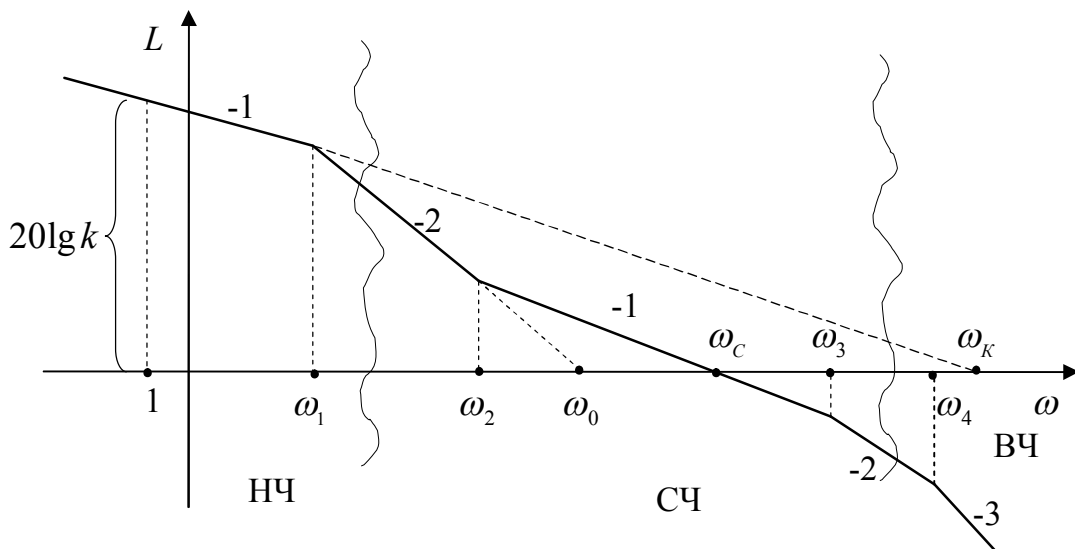


Рис. 4.4

Среднечастотная часть определяет устойчивость и основные показатели качества регулирования.

Базовая частота ω_0 (частота, где наклон -2 пересекает ось абсцисс) определяет добротность по ускорению (коэффициент ошибки по ускорению)

$$D_A = \frac{1}{C_{2g}} = \omega_0^2. \quad (4.24)$$

Частота среза ω_c и базовая частота ω_0 определяют время переходного процесса

$$t_{III} \approx \frac{10}{\omega_c}; \quad t_{III} \approx \frac{6}{\omega_0}. \quad (4.25)$$

Величина максимального перерегулирования может быть оценена по запасу устойчивости по фазе. Для систем с типовыми ЛАХ

$$\sigma\% \approx 73 - \gamma(\omega_c), \quad (4.26)$$

где $\gamma(\omega_c)$ – запас устойчивости по фазе.

Величина максимального перерегулирования может быть оценена по вещественной частотной характеристике по эмпирической формуле:

$$\sigma = \left(\frac{1.18P_{\max} - P(0)}{P(0)} + 0.3|P_{\min}| \right) \cdot 100\%, \quad (4.27)$$

где P_{\max} и P_{\min} – максимальное и минимальное значения вещественной частотной характеристики. Величина показателя колебательности M определяется длиной среднечастотного участка ЛАХ с наклоном -1 :

$$M = \frac{h+1}{h-1}. \quad (4.28)$$

где величина h определяется сопрягающими частотами $h = \frac{\omega_3'}{\omega_2}$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} \quad \text{и} \quad \omega_3' = \frac{1}{T_3 + T_4 + T_5 + \dots}. \quad (4.29)$$

Начало среднечастотной части определяется постоянной времени T_2 , а ее конец ω_3' – суммой малых постоянных времени. Точнее показатель колебательности может быть определен по АФЧХ разомкнутой системы или по запретным областям для ФЧХ. Запретной областью для АФЧХ по показателю колебательности является окружность радиуса $R = \frac{M}{M^2 - 1}$ с координатой

центра $C = -\frac{M^2}{M^2 - 1}; j0$.

Для определения показателя колебательности необходимо на комплексной плоскости построить семейство окружностей, задаваясь значением M , и АФЧХ разомкнутой системы. Показатель колебательности определится ин-

дексом той окружности, которой коснется АФЧХ. АФЧХ системы с семейством запретных областей изображена на рис. 4.5 .

Этим способом можно определять значение M как для минимально фазовых систем, так и для систем с чистым запаздыванием.

При определении M по ЛАХ разомкнутой системы удобно пользоваться построением запретных областей для ФЧХ (см. рис. 4.6), которые получаются переводом координат запретных областей в систему координат модуль–фаза. Для определения M по ЛАХ строится ФЧХ системы и семейство запретных областей. Показатель колебательности определится индексом той запретной области, которой коснется ФЧХ.

Аналитических зависимостей между параметрами переходной характеристики и показателем колебательности нет, но для систем с типовыми ЛАХ эти зависимости отражены в табл. 4.1.

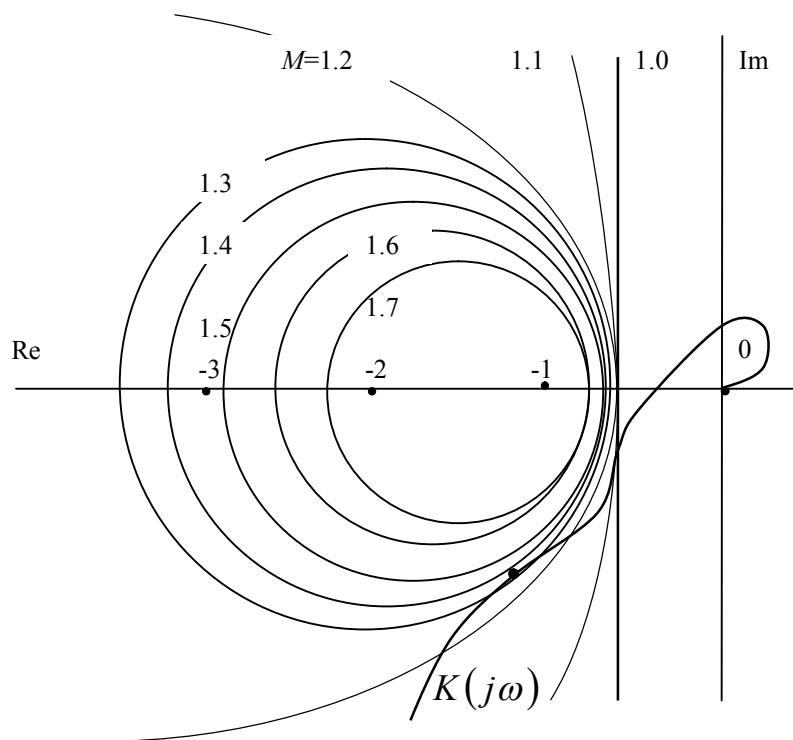


Рисунок 4.5

Таблица 4.1

M	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7
$\sigma, \%$	13,8	20,3	26,5	32,2	37,5	40,7	44,6
$\omega_0 t_{ин}$	7,75	6,3	5,85	5,6	5,45	6,1	7,25
$\gamma(\omega_c), \text{град}$	54	49	46	42	39	36	34

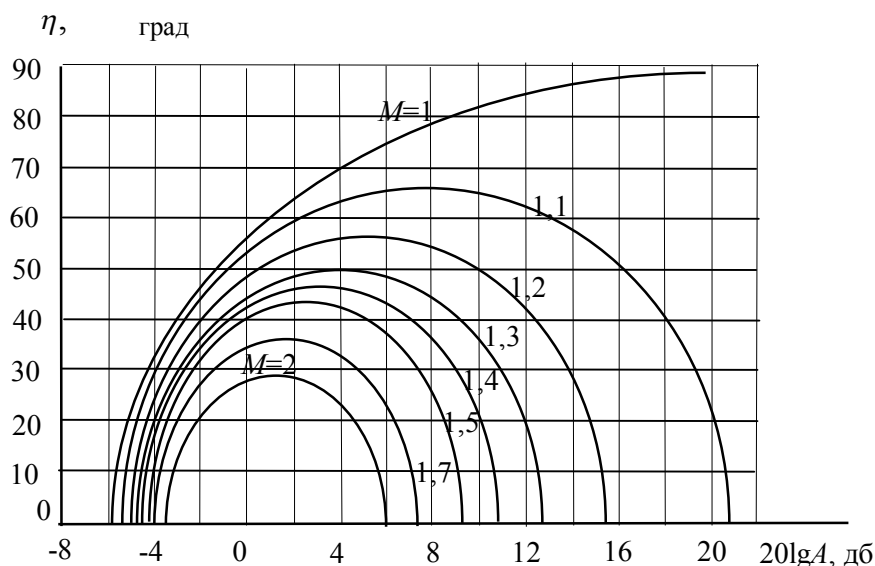


Рис. 4.6

4.4. Синтез параметров систем из условия обеспечения заданного качества регулирования

При проектировании и расчете автоматических систем разработчику необходимо не только проанализировать, что получено, но и желательно определить, при каких параметрах системы будут обеспечены требуемые показатели качества. Иными словами требуется определить, как сделать систему, чтобы получить заданное качество работы.

В общем виде эта задача решения не имеет. Она может быть решена для частных случаев, когда передаточная функция системы и ее ЛАХ имеют типовую форму. Наиболее просто задача синтеза может быть решена с использованием типовых желаемых ЛАХ, т.е. таких ЛАХ, которые обеспечат получение заданных показателей качества.

В качестве желаемых ЛАХ при расчете автоматических систем наиболее часто используются типовые, приведенные в табл. 4.2.

Для построения желаемых ЛАХ и расчета параметров передаточных функций могут использоваться методы В.В. Солодовникова и В.А. Бесекерского. В основу метода В.В. Солодовникова положена связь между качеством переходного процесса и параметрами вещественной частотной характеристики $P(\omega)$. Он позволяет построить желаемую ЛАХ по заданному максимальному перерегулированию σ и времени переходного процесса $t_{\text{пт}}$ при работе системы на ступенчатый сигнал (когда наибольшая постоянная времени T_1 не влияет на точность).

Таблица 4.2

Вид ЛАХ	Передаточная функция
	$K(p) = \frac{k(1+T_2p)}{(1+T_1p)^2(1+T_3p)(1+T_4p)\dots}$ $\omega_0 = \frac{\sqrt{k}}{T_1}$
	$K(p) = \frac{k(1+T_2p)}{p(1+T_1p)(1+T_3p)(1+T_4p)\dots}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{T_1}}$
	$K(p) = \frac{k(1+T_2p)}{p^2(1+T_3p)(1+T_4p)\dots}$ $\omega_0 = \sqrt{k}$

Метод В. А. Бесекерского позволяет рассчитать параметры желаемой ЛАХ по заданному показателю колебательности. Если помимо показателя колебательности заданы ограничения на время переходного процесса и максимальное перерегулирование, то, воспользовавшись табл. 4.1 (которая соответствует типовым ЛАХ), можно определить минимальные значения M , σ и ω_0 , при которых будут удовлетворяться все заданные требования, и по ним рассчитать все параметры желаемой ЛАХ.

Следует отметить, что метод В.А. Бесекерского дает более точные результаты и позволяет осуществить коррекцию более простыми средствами. Параметры желаемой ЛАХ, рассчитанные по методике В.В. Солодовникова,

оказываются завышенными. Среднечастотная часть желаемой ЛАХ с наклоном -1 удлиняется в сторону высоких частот. При этом усложняется коррекция системы.

Лучших результатов можно достичь при расчете параметров желаемой ЛАХ по методике В.А. Бесекерского. Последовательность расчета параметров и построение желаемой ЛАХ рассмотрим на примере электромеханической следящей системы.

Построение желаемой ЛАХ начинается с низкочастотной части, которая определяет установившийся режим работы. Параметры низкочастотной части – коэффициент передачи k и постоянная времени T_1 (при работе на гармонический сигнал) – рассчитываются из условия обеспечения заданной точности. Методика их расчета рассмотрена в подразделе 4.2.

При расчете на ступенчатый сигнал T_1 может выбираться произвольно, так как ее величина не влияет на точность.

Если закон изменения входного сигнала точно не известен, а задана только максимальная скорость Ω_{\max} и ускорение a_{\max} , то расчет ведется на эквивалентный гармонический сигнал $g(t) = g_{\max} \cdot \sin \omega_k t$, амплитуды скорости и ускорения которого равны заданным:

$$\omega_k = \frac{a_{\max}}{\Omega_{\max}} \Rightarrow g_{\max} = \frac{\Omega_{\max}}{\omega_k} \cdot \frac{\Omega_{\max}^2}{a_{\max}}. \quad (4.30)$$

По вычисленному значению k проводится низкочастотная асимптота желаемой ЛАХ с наклоном -1 через точку $20 \lg k$ на частоте $\omega = 1$ или через точку $\omega = k$ на оси частот до первой сопрягающей частоты $\omega_1 = \frac{1}{T_1}$, а затем – вторая асимптота под наклоном -2 .

При расчете на гармонический входной сигнал (или эквивалентный гармонический) первая сопрягающая частота обычно выбирается равной частоте сигнала

$$\omega_1 = \omega_k \cdot \frac{a_{\max}}{\Omega_{\max}} \cdot T_1 \cdot \frac{1}{\omega_k} = \quad (4.31)$$

В точке пересечения второй асимптоты с осью частот (0 дБ) определяется базовая частота ω_0 , характеризующая добротность системы по ускорению:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{T_1}} \approx \sqrt{D_a}.$$

В системах с астатизмом второго порядка первая асимптота проходит с наклоном -2 через точку с координатами $\omega = 1$, $L = 20 \lg k$, а базовая частота ω_0 в точке пересечения этой асимптоты с осью частот (0 дБ) численно равна $\omega_0 = \sqrt{k}$.

По найденному значению базовой частоты ω_0 и по заданному показателю колебательности M могут быть вычислены все постоянные времени желаемой ЛАХ, обеспечивающие заданное значение M :

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}; \quad (4.32)$$

$$\sum T_{МАЛ} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)}, \quad (4.33)$$

где $\sum T_{МАЛ} = T_3 + T_4 + T_5 + \dots$ – сумма малых постоянных времени, сопрягающие частоты которых больше частоты среза ω_c .

В системах с астатизмом первого порядка допускается несколько увеличить $\sum T_{МАЛ}$, вычисляя ее по выражению:

$$\sum T_{МАЛ} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)} + \frac{1}{\omega_0^2 T_1} \cdot \frac{M}{M+1}. \quad (4.34)$$

Если помимо показателя колебательности предъявляются требования по времени переходного процесса и максимальному перерегулированию, то для расчета постоянных времени может потребоваться корректировка значения ω_0 , а при задании еще и допустимого значения перерегулирования – корректировка требуемого значения M :

$$M \leq M_{ЗАД}; \quad \sigma \leq \sigma_{ЗАД}; \quad t_{ПП} \leq t_{ПП.ЗАД}. \quad (4.35)$$

Для этого можно воспользоваться табл. 4.1. По заданным значениям $M_{ЗАД}$ и $\sigma_{ЗАД}$ выбирается расчетное значение показателя колебательности, удовлетворяющее условиям (4.35).

Рассчитывается значение базовой частоты ω_0 , обеспечивающее требуемую точность (добротность по ускорению) и время переходного процесса:

$$\omega_0 \geq \sqrt{\frac{k}{T_1}}; \quad \omega_0 \geq \frac{\omega_0 \cdot t_{ПП.ТАБЛ}}{t_{ПП.ЗАД}}, \quad (4.36)$$

где $\omega_0 \cdot t_{\text{III.ТАБЛ}}$ – безразмерное время переходного процесса из табл. 4.2;

$t_{\text{III.ЗАД}}$ – заданное время переходного процесса.

В дальнейшем при расчете постоянных времени принимается большее значение ω_0 .

Число малых постоянных времени определяется порядком передаточной функции исходной системы. Для физической реализуемости корректирующих устройств наклон последней асимптоты желаемой ЛАХ должен быть таким же, как и у ЛАХ исходной системы. В области же частоты среза желаемая ЛАХ проходит под наклоном -1 . Следовательно, число малых постоянных времени определяется последним наклоном ЛАХ исходной системы минус единица.

4.5. Синтез последовательных корректирующих устройств

Структурная схема автоматической системы с последовательным корректирующим устройством изображена на рис. 4.7.

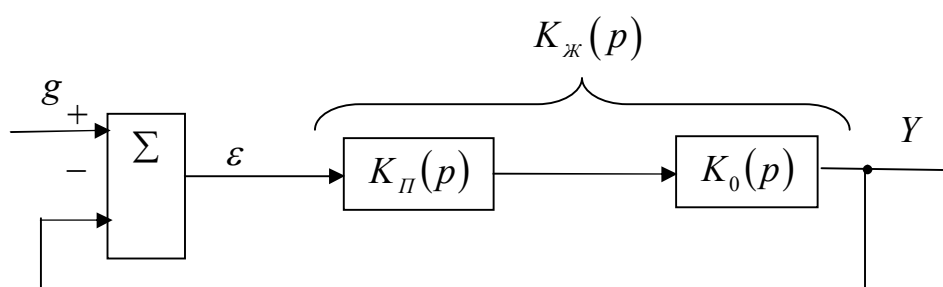


Рис. 4.7

С учетом коррекции передаточная функция системы определяется выражением:

$$K(p) = K_{\text{П}}(p) \cdot K_0(p), \quad (4.37)$$

где $K_0(p)$ – передаточная функция исходной системы, составленной из функционально необходимых элементов;

$K_{\text{П}}(p)$ – передаточная функция последовательного корректирующего устройства.

Для обеспечения заданного качества регулирования эта передаточная функция должна соответствовать желаемой $K_{\text{ж}}(p)$, тогда передаточная функция корректирующего контура определится выражением:

$$K_{\text{П}}(p) = \frac{K_{\text{ж}}(p)}{K_0(p)}, \quad (4.38)$$

а его ЛАХ:

$$20\lg|K_{\Pi}(j\omega)| = 20\lg|K_{\text{ж}}(j\omega)| - 20\lg|K_0(j\omega)|. \quad (4.39)$$

В соответствии с этими выражениями синтез параметров последовательного корректирующего устройства может быть осуществлен в следующем порядке:

1. Определяют передаточную функцию и строят ЛАХ исходной системы $L_0 = 20\lg|K_0(j\omega)|$, состоящей из функционально необходимых элементов. При этом коэффициент усиления системы выбирают таким, чтобы обеспечивалась заданная точность;

2. По заданным требованиям к точности и качеству регулирования определяют желаемую передаточную функцию $K_{\text{ж}}(p)$ и строят желаемую ЛАХ $L_{\text{ж}} = 20\lg|K_{\text{ж}}(j\omega)|$;

3. Вычитая ЛАХ исходной системы L_0 из желаемой $L_{\text{ж}}$, получают ЛАХ последовательного корректирующего устройства $L_{\Pi} = L_{\text{ж}} - L_0$;

4. По виду полученной ЛАХ записывают передаточную функцию требуемого корректирующего устройства и с помощью таблиц корректирующих устройств выбирают схему, которая позволит получить требуемые передаточную функцию и ЛАХ;

5. Рассчитывают параметры схемы (величины резисторов, емкостей), обеспечивающие получение требуемой частотной характеристики контура.

Схемы некоторых корректирующих контуров постоянного тока, их логарифмические характеристики и расчетные соотношения для определения параметров приведены в табл. 4.3.

Часто при синтезе корректирующих устройств получаются сложные ЛАХ коррекции, не соответствующие типовым, приводимым в справочных таблицах. В таких случаях необходимо полученную сложную функцию разбить на несколько более простых, которые реализуются типовыми корректирующими контурами. Для каждой ЛАХ выбирается схема контура, и рассчитываются ее элементы.

Для повышения точности и стабильности характеристик автоматических систем усиление сигналов в них производится на переменном токе, для чего сигнал ошибки модулируется. В системах с индукционными и дифференциально-трансформаторными датчиками модуляторами являются сами датчики. Для включения же корректирующих контуров постоянного тока необходимо выделить часть тракта прямой цепи на постоянном токе. Для этого после предварительно усилителя ставятся демодуляторы (фазочувствительные выпрямители) с фильтрами и коррекция осуществляется на постоянном токе.

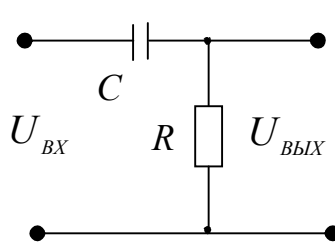
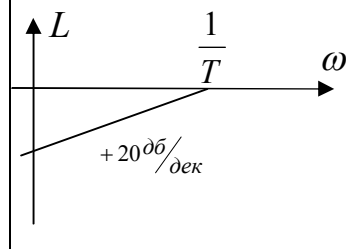
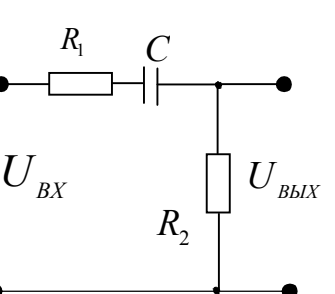
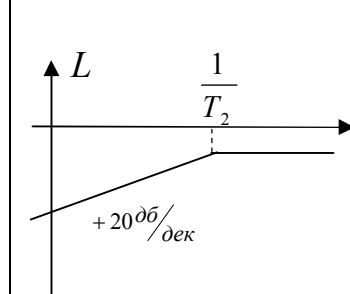
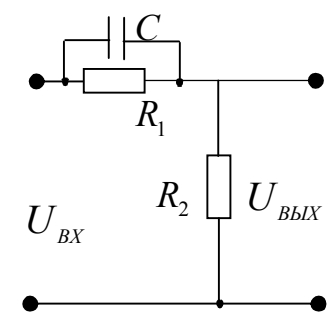
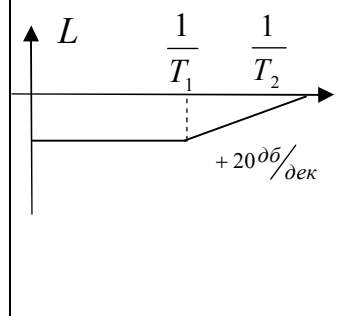
При расчете элементов схемы корректирующего контура можно задаваться величиной одного элемента, а номиналы всех остальных должны определяться по расчетным соотношениям, приводимым в таблицах. Следует иметь в виду, что расчетные соотношения, приводимые в справочниках, соот-

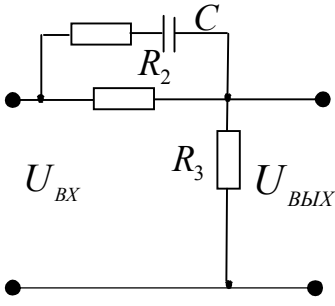
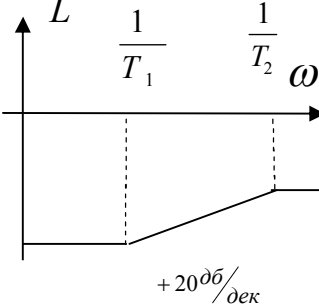
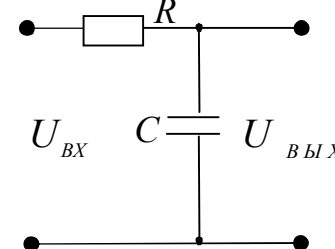
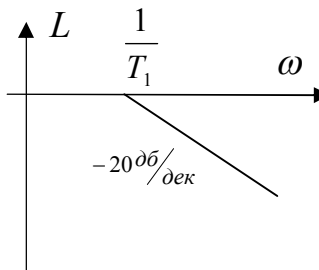
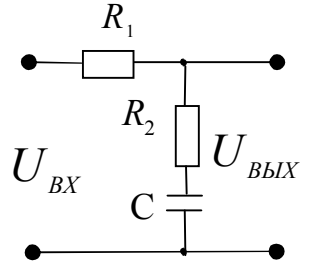
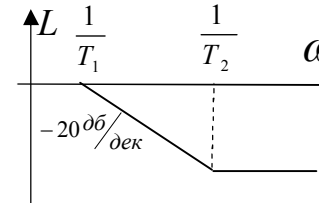
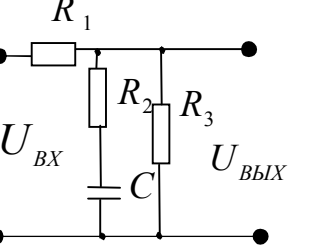
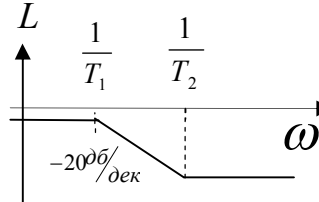
ветствуют работе контура на холостом ходу, когда сопротивление нагрузки значительно больше выходного сопротивления контура, а входное сопротивление контура значительно больше выходного сопротивления источника сигнала.

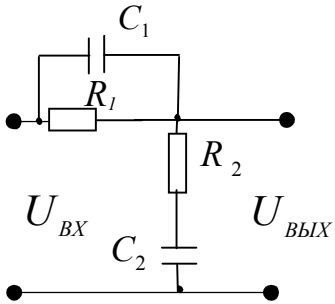
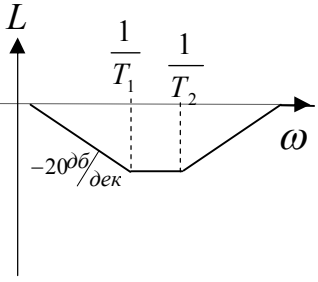
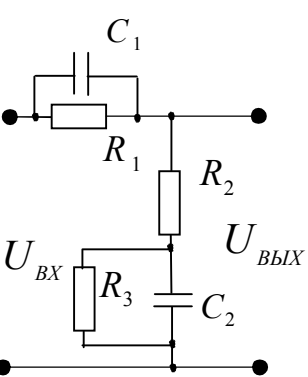
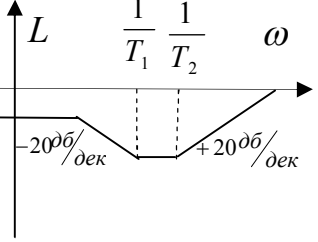
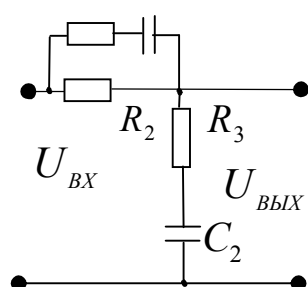
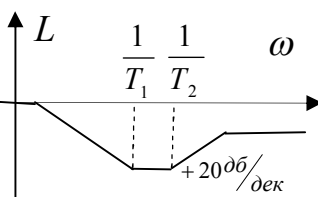
Для коррекции следящих систем переменного тока, в которых информация передается амплитудно-модулированным сигналом, могут применяться корректирующие контуры переменного тока. В отличие от контуров постоянного тока они должны преобразовывать (дифференцировать, интегрировать) не поступающий на вход сигнал, а только его огибающую. Поэтому схемы таких контуров и их расчет оказываются значительно сложнее.

Таблица 4.3

Пассивные корректирующие контура

Схема контура	Передаточная функция	ЛАХ контура
1	2	3
	$K(p) = \frac{Tp}{1 + Tp} \quad T = RC$ $K(0) = 0 \quad K(\infty) = 1$	
	$K(p) = \frac{T_1 p}{1 + T_2 p}$ $T_2 = (R_1 + R_2)C \quad T_1 = R_2 C$ $K(0) = 0 \quad K(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	
	$K(p) = K \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p} \quad T_1 = R_1 C$ $T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \quad K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $K(0) = K \quad K(\infty) = 1$	

1	2	3
	$K(p) = K \frac{1+T_1 p}{1+T_2 p} \quad T_1 = (R_1 + R_2)C$ $K = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad T_2 = \frac{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_2 + R_3} T_1$ $K(0) = K \quad K(\infty) = \frac{R_3}{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$	
	$K(p) = \frac{1}{1+Tp} \quad T = RC$ $K(0) = 1 \quad K(\infty) = 0$	
	$K(p) = \frac{1+T_2 p}{1+T_1 p} \quad T_1 = (R_1 + R_2)C$ $T_2 = R_2 C$ $K(0) = 1 \quad K(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	
	$K(p) = R \frac{1+T_2 p}{1+T_1 p}$ $T_2 = R_2 C \quad K = \frac{R_3}{R_1 + R_3}$ $T_1 = \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) C \quad K(0) = K$ $K(\infty) = \frac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3) + R_2 R_3}$	

1	2	3
	$K(p) = \frac{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}{T_1 T_2 p^2 + \left[T_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + T_1 \right] p + 1}$ $T_2 = R_2 C_2 \quad T_1 = R_1 C_1$ $K(0) = 1 \quad K(\infty) = 1$	
	$K(p) = \frac{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}{T_1 T_2 p^2 + \left[T_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + T_2 \right] p + \frac{1}{K}}$ $T_2 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C_2 \quad K = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ $K(0) = K \quad K(\infty) = \frac{1}{K} \quad T_1 = R_1 C_1$	
	$K(p) = \frac{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}{T_1 T_2 \left[1 + \frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2)} \right] p^2 + \left[T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) + T_2 \right] p + 1}$ $K(\infty) = \frac{(R_1 + R_2) R_3}{(R_1 + R_2) R_3 + R_1 R_2} \quad K(\theta) = 1$ $T_1 = (R_1 + R_2) C_1 \quad T_2 = R_3 C_2$	

4.6. Синтез корректирующих обратных связей

Корректирующие обратные связи являются наиболее эффективными корректирующими средствами. По сравнению с последовательными они имеют существенные преимущества:

а) они уменьшают постоянные времени охваченных элементов и нелинейность их статических характеристик;

б) ослабляют влияние нестабильности параметров охваченных элементов на качество регулирования.

При глубокой обратной связи свойства части системы, охваченной обратной связью, определяются в основном свойствами цепи обратной связи, а не охваченных ею элементов. Поэтому обратными связями обычно охватываются наиболее инерционные, силовые элементы, а также элементы с нестабильными параметрами и нелинейными характеристиками.

Структурная схема системы с корректирующей обратной связью приведена на рис. 4.8.

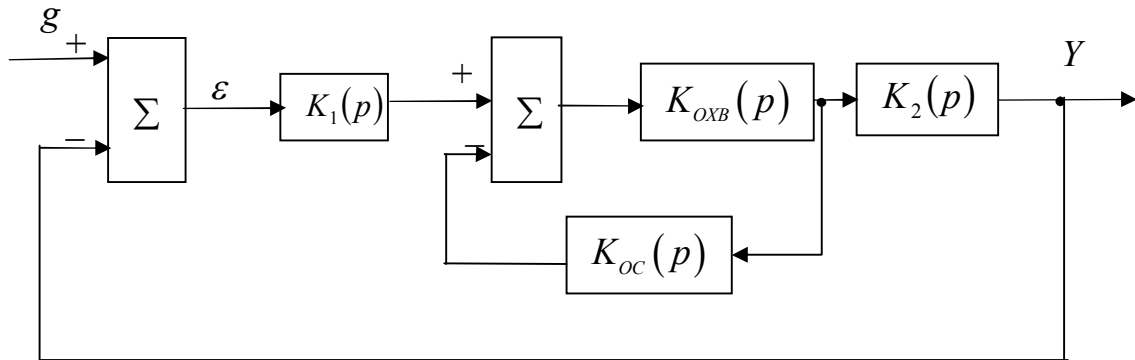


Рис. 4.8

Передаточная функция скорректированной разомкнутой системы

$$K(p) = \frac{K_1(p) \cdot K_{OXB}(p) \cdot K_2(p)}{1 + K_{OXB}(p) \cdot K_{OC}(p)} = \frac{K_0(p)}{1 + K_{OXB}(p) \cdot K_{OC}(p)}, \quad (4.40)$$

где $K_{OXB}(p)$ – передаточная функция элементов системы, охваченных обратной связью;

$K_{OC}(p)$ – передаточная функция цепи обратной связи;

$K_0(p) = K_1(p) \cdot K_{OXB}(p) \cdot K_2(p)$ – передаточная функция исходной системы.

При глубокой обратной связи, когда выполняется условие

$$K_{OXB}(p) \cdot K_{OC}(p) \gg 1, \quad (4.41)$$

единицей в знаменателе выражения (4.40) можно пренебречь. Тогда передаточная функция скорректированной системы

$$K(p) = \frac{K_1(p) \cdot K_2(p)}{K_{OC}(p)} = \frac{K_{HEOXB}(p)}{K_{OC}(p)} \quad (4.42)$$

не будет зависеть от охваченных ею элементов, а, следовательно, эти элементы не будут влиять на качество регулирования.

При коррекции обратными связями астатических систем, содержащих интеграторы, следует учитывать особенности действия обратной связи, связанные с возможностью снижения порядка астатизма. Для того чтобы порядок астатизма не изменился, необходимо, чтобы число дифференциаторов в цепи обратной связи было не меньше, чем число интеграторов в охваченной части. Если число дифференциаторов в обратной связи будет равно числу интеграторов в охваченной части, то при включении обратной связи коэффициент усиления уменьшится в $1 + k_{OXB}k_{OC}$ раз. Для того чтобы коэффициент усиления не изменился, необходимо, чтобы число дифференциаторов в обратной связи было больше числа интеграторов в охваченной части.

Расчет корректирующей обратной связи можно произвести путем пересчета эквивалентного последовательного корректирующего контура или непосредственно по ЛАХ. Системы будут эквивалентны, если их передаточные функции будут одинаковы

$$K_{ж}(p) = \frac{K_0(p)}{1 + K_{OXB}(p) \cdot K_{OC}(p)} = K_0(p) \cdot K_{\Pi}(p), \quad (4.43)$$

откуда

$$K_{OC}(p) = \frac{1 - K_{\Pi}(p)}{K_{\Pi}(p) \cdot K_{OXB}(p)}. \quad (4.44)$$

Выражение (4.44) позволяет найти передаточную функцию обратной связи, однако пользоваться им на практике оказывается сложно из-за сложности схемной реализации.

Согласно выражению (4.40) ЛАХ скорректированной системы

$$20 \lg |K(j\omega)| = 20 \lg |K_0(j\omega)| - 20 \lg |1 + K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|. \quad (4.45)$$

Для получения заданного качества регулирования она должна соответствовать желаемой:

$$20 \lg |K(j\omega)| = 20 \lg |K_{ж}(j\omega)|.$$

Следовательно,

$$20 \lg |1 + K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)| = 20 \lg |K_0(j\omega)| - 20 \lg |K_{ж}(j\omega)| \quad (4.46)$$

ЛАХ обратной связи легко определяется для интервала частот, где обратная связь глубокая. В этом случае, согласно выражению (4.42), получим

$$20 \lg |K_{OC}(j\omega)| = 20 \lg |K_{HEOXB}(j\omega)| - 20 \lg |K_{ж}(j\omega)|$$

На частотах, где обратная связь не глубокая, где условие (4.41) не выполняется, необходимо по ЛАХ $20\lg|1 + K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|$ определить ЛАХ $20\lg|K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|$. Для определения этой характеристики можно воспользоваться таблицами переходов, приведенными в [8], или же по виду ЛАХ записать выражение передаточной функции $1 + K_{OXB}(p) \cdot K_{OC}(p)$ и по нему найти аналитическое выражение передаточной функции $K_{OXB}(p) \cdot K_{OC}(p)$.

Синтез параметров корректирующей обратной связи с использованием ЛАХ может быть осуществлен в такой последовательности:

1. Строится ЛАХ исходной системы $L_0 = 20\lg|K_0(j\omega)|$, составленной из функционально необходимых элементов.

2. По заданным требованиям к качеству регулирования строится желаемая ЛАХ $L_{ж} = 20\lg|K_{ж}(j\omega)|$.

3. Вычитая $L_{ж}$ из L_0 , находят ЛАХ суммы

$$L_0 - L_{ж} = 20\lg|1 + K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|.$$

4. По полученной ЛАХ строят характеристику

$$L_{OXB} + L_{OC} = 20\lg|K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|,$$

для этого перехода необходимо изменить ЛАХ в области, близкой к нулю дБ, как показано пунктиром на рис. 4.8–4.11.

Следует отметить, что при расчетах методом ЛАХ желаемая ЛАХ $L_{ж}$ не должна проходить выше L_0 , в противном случае ЛАХ суммы $20\lg|1 + K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|$ будет отрицательной, т.е. $|1 + K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)|$ будет меньше единицы, а произведение передаточных функций $K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)$ будет отрицательным, что не позволяет пользоваться логарифмическими частотными характеристиками.

5. Строится ЛАХ охваченных элементов L_{OXB} .

6. Вычитая L_{OXB} из преобразованной ЛАХ $L_{OXB} + L_{OC}$, получают ЛАХ обратной связи.

7. По полученной ЛАХ записывают передаточную функцию обратной связи, выбирают схемную реализацию и рассчитывают ее элементы, проверяют согласование по входному и выходному сопротивлениям.

8. Проверяют устойчивость внутреннего замкнутого контура $K_{OXB}(j\omega) \cdot K_{OC}(j\omega)$ на левой и правой частотах среза. Для нормальной работы скорректированной системы запасы устойчивости по фазе должны быть не менее 20 – 30 градусов.

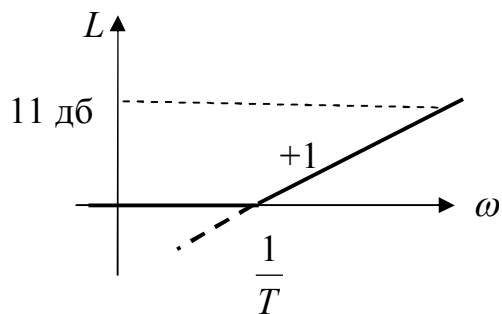


Рис. 4.8

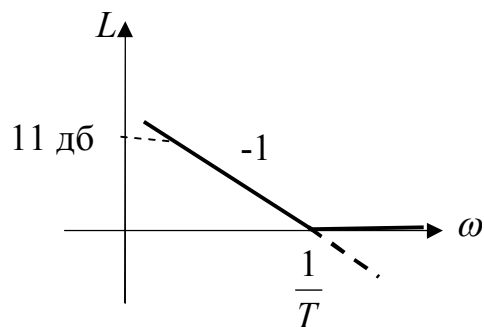


Рис. 4.9

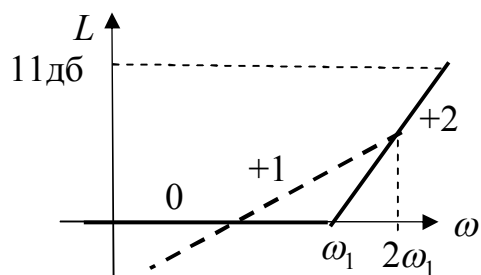


Рис. 4.10

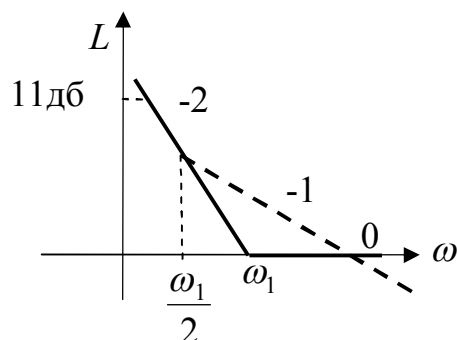


Рис. 4.11

4.7. Автоматические системы с комбинированным управлением

4.7.1. Способы повышения точности автоматических систем. Одним из основных требований к автоматическим системам является точность. Чем выше точность, тем меньше ошибка воспроизведения задающего воздействия, меньше чувствительность системы к внешним возмущениям, лучше качество работы.

Повысить точность автоматических систем можно двумя способами:

1. Увеличением коэффициента усиления разомкнутой системы. При этом будут уменьшаться все коэффициенты ошибок, так как коэффициент усиления системы входит в знаменатель выражений всех коэффициентов ошибок. Однако, этот универсальный прием повышения точности приводит к снижению устойчивости и ухудшению качества работы в переходных режимах;

2. Повышением порядка астатизма. При этом становятся равными нулю младшие коэффициенты ошибок (C_0 – в системах с астатизмом первого порядка; C_0, C_1 – в системах с астатизмом второго порядка; C_0, C_1, C_2 – в системах с астатизмом третьего порядка и т.д.). Вследствие этого в этих системах не будет ошибки по положению, по положению и по скорости, по положению, скорости и ускорению и т.д.

Повышение порядка астатизма может быть достигнуто различными путями:

– **Введением интеграторов** в прямую цепь системы можно повысить порядок астатизма, как по входному сигналу, так и по возмущению. При этом интеграторы должны включаться до точки приложения возмущения, в часть системы с передаточной функцией $K_1(p)$ (см. рис. 4.12).

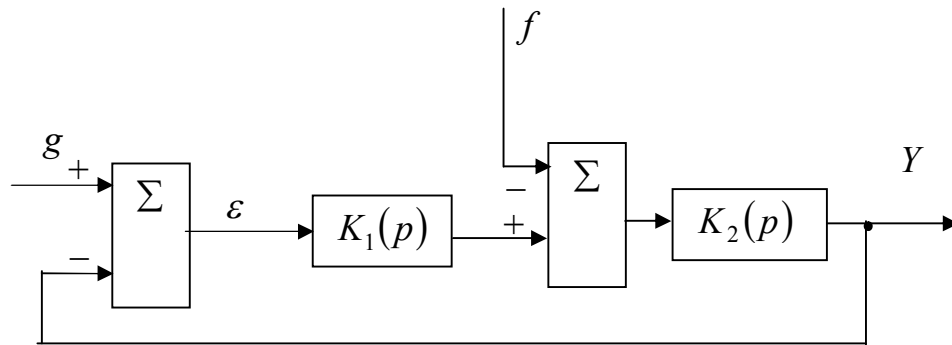


Рис. 4.12

Пусть $K_1(p)$ содержит y интеграторов $K_1(p) = \frac{k_1}{p^y}$, а $K_2(p) - \gamma$ интеграторов $K_2(p) = \frac{k_2}{p^\gamma}$. Передаточные функции по ошибке от входного сигнала и возмущения будут

$$K_{\varepsilon g}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{g(p)} = \frac{1}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)} = \frac{p^{y+\gamma}}{k_1 k_2 + p^{y+\gamma}},$$

$$K_{\varepsilon f}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{f(p)} = \frac{K_2(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)} = \frac{p^y}{k_1 k_2 + p^{y+\gamma}},$$

откуда видно, что порядок астатизма по задающему сигналу определяется общим числом интеграторов $y + \gamma$, а по возмущению – числом интеграторов в $K_1(p)$ до точки приложения возмущения. Следует отметить, что повышать порядок астатизма введением интеграторов возможно только в статических системах, так как каждый интегратор сдвигает фазовую характеристику на минус 90° и системы с двумя интеграторами становятся структурно неустойчивыми. При отсутствии в них форсировки фазовая характеристика, начинаясь с минуса 180 градусов, заходит дальше при минимальной инерционности в прямой цепи, и система будет неустойчивой при любых величинах коэффициента усиления и постоянных времени.

– **Введением изодромных устройств** в прямую цепь системы (пропорционально–интегральных регуляторов). ПИ–регулятор представляет собой параллельное соединение интегратора с безинерционным звеном (см. рис. 4.13).

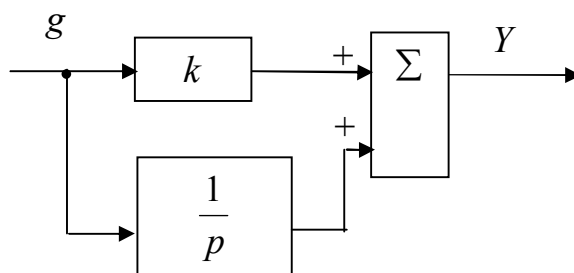


Рис. 4.13

Передаточная функция такого регулятора

$$K(p) = \frac{Y(p)}{g(p)} \quad k + \frac{1}{p} = \frac{1+kp}{p} \quad (4.47)$$

эквивалентна интегратору с форсирующим звеном. Постоянная времени форсировки определяется величиной коэффициента передачи безинерционного звена. Фазовая характеристика

$$\varphi(\omega) = -90^\circ + \operatorname{arctg} k\omega . \quad (4.48)$$

При соответствующем выборе k фазовый сдвиг в области частоты среза системы можно сделать достаточно малым, и в этом случае ПИ–регулятор будет мало влиять на устойчивость системы.

– **Комбинированным управлением**, т.е. применением компенсирующих цепей для компенсации ошибок, обусловленных действием входного сигнала и возмущений.

4.7.2. Автоматические системы с комбинированным управлением. В системах с комбинированным управлением управление осуществляется как сигналом ошибки, так и компенсирующими сигналами, которые формируются из задающего воздействия и возмущений. Управление по ошибке происходит по замкнутому контуру, а управление по входному сигналу и возмущениям – по разомкнутому. Автоматические системы, в которых реализуется этот принцип управления по замкнутому и разомкнутому контурам, называются системами с комбинированным управлением. Структурные схемы систем с комбинированным управлением по входному сигналу и возмущению изображены на рис. 4.14 и 4.15 соответственно.

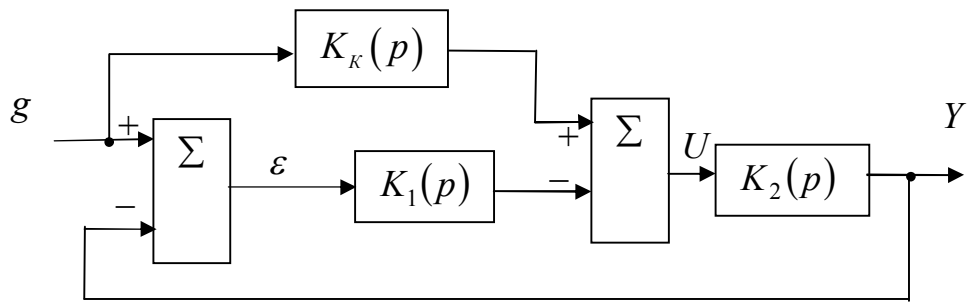


Рис. 4.14. Комбинированное управление по входному сигналу

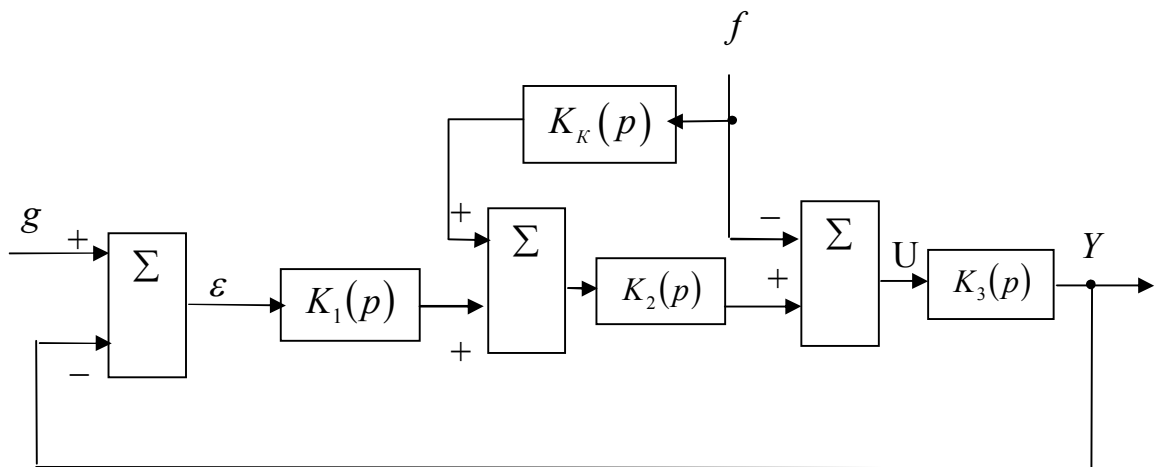


Рис. 4.15. Комбинированное управление по возмущению

Введение в систему компенсирующих цепей с передаточными функциями $K_K(p)$ теоретически позволяет получить абсолютную инвариантность системы, как по задающему воздействию, так и по возмущению, т.е. абсолютно точную систему, в которой ошибка равна нулю независимо от законов изменения сигналов.

В системах с комбинированным управлением по задающему сигналу (см. рис. 4.14) передаточная функция по ошибке

$$K_{\varepsilon g}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{g(p)} = \frac{1 - K_K(p) \cdot K_2(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)}, \quad (4.49)$$

а передаточная функция замкнутой системы

$$K_{yg}(p) = \frac{Y(p)}{g(p)} = \frac{K_1(p) \cdot K_2(p) + K_K(p) \cdot K_2(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)}. \quad (4.50)$$

При выполнении условия

$$K_K(p) \cdot K_2(p) = 1 \quad (4.51)$$

передаточная функция по ошибке обращается в нуль, а передаточная функция замкнутой системы будет тождественно равна единице.

Условие (4.51) является условием абсолютной инвариантности по входному сигналу. При этом ошибка будет равна нулю при любом законе изменения сигнала.

В системах с комбинированным управлением по возмущению (см. рис. 4.15) передаточная функция по ошибке от возмущения

$$K_{\varepsilon f}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{f(p)} = \frac{K_3(p) - K_K(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)}. \quad (4.52)$$

При выполнении условия

$$K_K(p) \cdot K_2(p) = 1 \quad (4.53)$$

она обращается в нуль. Это является условием абсолютной инвариантности систем по возмущению.

Условия абсолютной инвариантности легко объяснить из принципа работы по структурной схеме. Если в схеме на рис. 4.14 передаточная функция по цепи прохождения компенсирующего сигнала равна единице, т.е. $K_K(p) \cdot K_2(p) = 1$, то выходной сигнал $Y(p) = g(p) \cdot K_K(p) \cdot K_2(p) = g(p)$ будет полностью формироваться только по цепи компенсации ошибки. Сигнал же на входе $K_1(p)$, т.е. сигнал ошибки, при этом будет равен нулю.

В системах с комбинированным управлением по возмущению (см. рис. 4.15) при выполнении условия абсолютной инвариантности (4.53) сигналы на входе $K_3(p)$, обусловленные действием возмущения $f(p)$, и $f(p) \cdot K_K(p) \cdot K_2(p)$ будут равны и противоположны по знаку и компенсируют друг друга, т.е. действие возмущения будет скомпенсировано.

Замечательным свойством автоматических систем с комбинированным управлением является то, что компенсирующие цепи не изменяют характеристическое уравнение системы, а, следовательно, не влияют на устойчивость.

Следует отметить, что комбинированное управление позволяет уменьшить ошибку только по тому сигналу, по которому оно введено, т.е. комбинированное управление по входному сигналу позволяет уменьшить ошибку только от этого сигнала, и не влияет на ошибку от возмущения. Комбинированное управление по возмущению позволяет уменьшить ошибку только от этого возмущения, не влияя на ошибки от входного сигнала и других возмущений.

Условия абсолютной инвариантности (4.51) и (4.53) реализовать на практике в большинстве случаев не удается из-за физической нереализуемости требуемых передаточных функций, у которых порядок числителя должен быть выше порядка знаменателя. Приближенная реализация условий (4.51) и (4.53) позволяет получить частичную инвариантность (инвариантность до ε). При этом повышается порядок астатизма системы, и она становится инвариантной к определенным видам воздействия (инвариантной к скорости изменения сигнала, инвариантной к ускорению и т.д.).

Рассмотрим возможность компенсации ошибки на примере системы с комбинированным управлением по входному сигналу (см. рис. 4.14). Часть системы с передаточной функцией $K_2(p)$ является исполнительной, силовой частью системы. В нее входят исполнительный двигатель с редуктором, усилитель мощности, являющиеся наиболее инерционными силовыми элементами. Передаточная функция этой части обычно содержит интегратор и несколько инерционных звеньев:

$$K_2(p) = \frac{k_2}{p(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)\dots} = \frac{k_2}{b_1p + b_2p^2 + b_3p^3 + \dots},$$

где $b_1=1$, $b_2 = \sum T_i$, $b_3 = \sum T_i T_j \dots$

Для выполнения условия инвариантности (4.51) передаточная функция компенсирующей цепи должна быть

$$K_K(p) = \frac{1}{K_2(p)} = a_1p + a_2p^2 + a_3p^3 + \dots, \quad (4.54)$$

где $a_1 = \frac{1}{k_2}$, $a_2 = \frac{b_2}{k_2} = \frac{\sum T_i}{k_2}$, $a_3 = \frac{b_3}{k_2} = \frac{\sum T_i T_j}{k_2} \dots$

На выходе $K_K(p)$ должен формироваться сигнал, пропорциональный производным входного сигнала, причем число производных определяется порядком знаменателя $K_2(p)$.

Передаточная функция по ошибке

$$\begin{aligned} K_{\varepsilon g}(p) &= \frac{\varepsilon(p)}{g(p)} \frac{1 - K_K(p) \cdot K_2(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)} = \\ &= \frac{(b_1 - a_1 k_2)p + (b_2 - a_2 k_2)p^2 + (b_3 - a_3 k_2)p^3 + \dots}{k_1 k_2 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots} \end{aligned} \quad (4.55)$$

Приравняв к нулю коэффициенты числителя, получим условия повышения порядка астатизма. Так, если в компенсирующей цепи реализовать только один дифференциатор с передаточной функцией

$$K_K(p) = a_1 p, \quad (4.56)$$

коэффициент передачи которого $a_1 = \frac{1}{k_2}$, то порядок астатизма системы повысится на единицу и система станет с астатизмом второго порядка.

Если в компенсирующей цепи реализовать

$$K_K(p) = a_1 p + a_2 p^2, \quad (4.57)$$

и установить коэффициенты передачи $a_1 = \frac{1}{k_2}$, $a_2 = \frac{b_2}{k_2} = \frac{\sum T_i}{k_2}$, то астатизм повысится на два порядка.

Астатизм системы повысится на три порядка при условии

$$K_K(p) = a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3, \quad (4.58)$$

где $a_1 = \frac{1}{k_2}$, $a_2 = \frac{b_2}{k_2} = \frac{\sum T_i}{k_2}$, $a_3 = \frac{b_3}{k_2} = \frac{\sum T_i T_j}{k_2}$.

Реализовать компенсирующую цепь с передаточной функцией $K_K(p) = \frac{1}{K_2(p)}$ практически не удастся. Если первую производную входного сигнала (угла поворота командной оси) сравнительно легко получить с помощью тахогенератора, то вторую и высшие производные можно получить дифференцированием выходного сигнала тахогенератора, которое может быть выполнено лишь приближенно. Реальные дифференциаторы реализуют передаточную функцию вида

$$K_D(p) = \frac{kTp}{1 + Tp}, \quad (4.59)$$

поэтому на каждую производную получается дополнительная паразитная инерционность. Реально реализуемая передаточная функция компенсирующей цепи получается в виде

$$K_K(p) = a_1 p + \frac{a_2 p^2}{1 + T_{\Pi} p} + \frac{a_3 p^3}{(1 + T_{\Pi} p)^2} + \dots \quad (4.60)$$

Наличие паразитных постоянных времени в передаточной функции компенсирующей цепи влияет на условия компенсации ошибки и повышения

порядка астатизма, а также на характеристическое уравнение замкнутой системы, повышая его порядок.

На практике обычно ограничиваются двумя–тремя производными из–за сложности реализации и настройки компенсирующей цепи. И хотя полная инвариантность при этом не достигается, но повышается астатизм системы на два–три порядка, причем без заметного ухудшения устойчивости.

4.7.3. Методы расчета систем с комбинированным управлением. При синтезе систем с комбинированным управлением решаются две задачи:

– Синтез параметров системы и необходимых корректирующих устройств для обеспечения требуемых устойчивости и качества регулирования в переходных процессах.

– Синтез структуры и параметров компенсирующей цепи, обеспечивающие требуемый порядок астатизма и точность.

Так как компенсирующая цепь влияет на точность и не оказывает существенного влияния на устойчивость, задача синтеза может быть решена по частям.

На первом этапе решается задача обеспечения устойчивости и качества замкнутого контура без предъявления требований к точности, а на втором этапе производится синтез компенсирующей цепи из условия обеспечения заданной точности. Задача синтеза может быть решена как аналитически (по частям), так и методом эквивалентных ЛАХ.

При *аналитическом методе* последовательность расчета может быть следующей:

1. По заданным требованиям к устойчивости и качеству работы в переходных режимах определяют параметры системы, обеспечивающие получение заданной устойчивости и качества, не обращая особого внимания на точность, что может быть обеспечено выбором соответствующего коэффициента усиления. Так в системе, не содержащей форсирующих звеньев, с передаточной функцией

$K(p) = \frac{k}{p(1+T_1p)(1+T_2p)...}$ для получения требуемого показателя колебательности M коэффициент усиления должен быть [6]

$$k = \frac{M^2 + M\sqrt{M^2 - 1}}{2\sum T_i}. \quad (4.61)$$

2. Определяют передаточную функцию по ошибке и коэффициенты ошибок в системе без комбинированного управления с рассчитанным коэффициентом усиления.

3. Рассчитывают величины ошибок по положению, скорости, ускорению и высшим производным.

4. Сравнивая рассчитанные ошибки с допустимой, определяют, какие из них должны быть компенсированы, т.е. определяют, сколько производных должно быть реализовано в компенсирующей цепи.

5. Определяют реально реализуемую передаточную функцию компенсирующей цепи.

6. Определяют передаточную функцию по ошибке в системе с комбинированным управлением и реально реализуемой передаточной функцией компенсирующей цепи.

7. Приравнявая к нулю коэффициенты числителя полученной передаточной функции, определяют условия компенсации ошибок, превышающих допустимую, т.е. определяют условия повышения порядка астатизма.

8. Выбирают схемную реализацию и рассчитывают параметры компенсирующей цепи.

При расчете систем с комбинированным управлением обычно используют ЛАХ несимметричного вида, у которых с повышением частоты наклоны возрастают (-1, -2, -3 и т.д.). При таких ЛАХ проще получить большие значения добротностей по скорости, ускорению и высшим производным, что облегчает реализацию компенсирующих цепей.

Метод эквивалентных ЛАХ

При расчете этим методом система с комбинированным управлением, изображенная на рис. 4.16, заменяется эквивалентной системой без комбинированного управления (см. рис. 4.17), имеющей такую же передаточную функцию в замкнутом состоянии.

$$K_{yg}(p) = \frac{K_1(p) \cdot K_2(p) + K_k(p) \cdot K_2(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p)} = \frac{K_3(p)}{1 + K_3(p)}, \quad (4.62)$$

из этого выражения

$$K_3(p) = \frac{K_1(p) \cdot K_2(p) + K_k(p) \cdot K_2(p)}{1 - K_k(p) \cdot K_2(p)}. \quad (4.63)$$

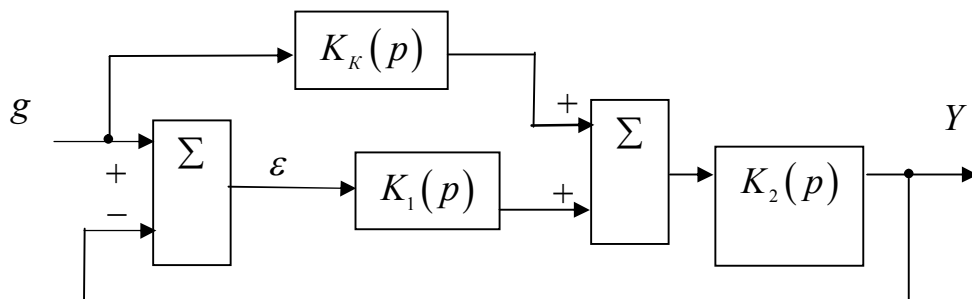


Рис. 4.16. Система с комбинированным управлением

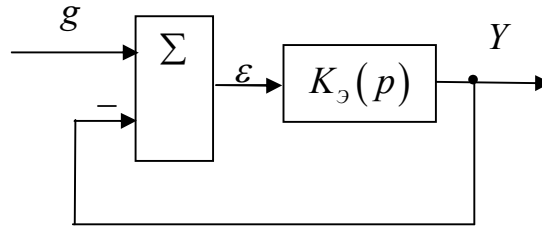


Рис. 4.17. Эквивалентная система

При расчете систем с комбинированным управлением использовать обычные ЛАХ, получаемые путем размыкания главной обратной связи, нельзя, так как при этом окажется, что компенсирующая цепь включена параллельно $K_1(p)$, что не соответствует действительности.

Рассмотрим, как изменяется ЛАХ системы при реализации комбинированного управления. Так как комбинированное управление не оказывает существенного влияния на устойчивость, то можно рассмотреть лишь низкочастотную часть ЛАХ. В области низких частот передаточная функция исходной системы может описываться выражениями

$$K(p) = \frac{k}{p(1+Tp)} \quad (4.64)$$

или

$$K(p) = \frac{k}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}. \quad (4.65)$$

Определим эквивалентную передаточную функцию для системы, описываемой выражением (4.64), при условии компенсации скоростной ошибки

$$K_э(p) = \frac{\frac{k}{p(1+Tp)} + a_1p \frac{k_2}{p(1+Tp)}}{1 - a_1p \frac{k_2}{p(1+Tp)}} = \frac{k + a_1k_2p}{p + Tp^2 - a_1k_2p}.$$

При выполнении условия компенсации скоростной ошибки $a_1k_2 = 1$ получим

$$K_э(p) = \frac{k}{T} \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{k}p\right)}{p^2}. \quad (4.66)$$

Это соответствует системе с астатизмом второго порядка, имеющей коэффициент передачи $k_a = \frac{k}{T}$ и форсировку с постоянной времени $T_\phi = \frac{1}{k}$. Низ-

кочастотная асимптота эквивалентной ЛАХ, определяемая выражением $\frac{k}{Tp^2}$, будет являться продолжением второй асимптоты исходной ЛАХ в область низких частот. ЛАХ исходной системы L_0 и эквивалентной $L_{\text{э}}$ для этого случая приведены на рис. 4.18.

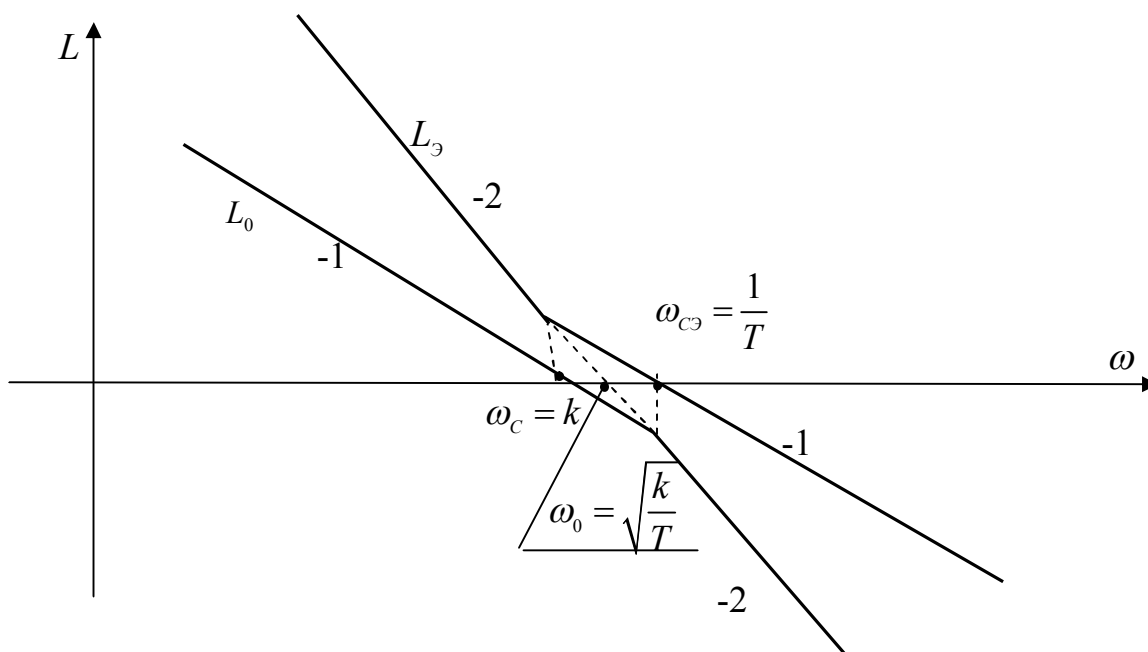


Рис. 4.18

Для систем с передаточной функцией, описываемой выражением (4.65) при компенсации скоростной ошибки $K_K(p) = a_1 p$, где $a_1 = \frac{1}{k_2}$ получим

$$K_{\text{э}}(p) = \frac{k}{(T_1 + T_2)p^2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{k}p\right)}{(1 + T_3 p)}, \quad (4.67)$$

где $T_3 = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$.

Логарифмические характеристики для этого случая изображены на рис. 4.19.

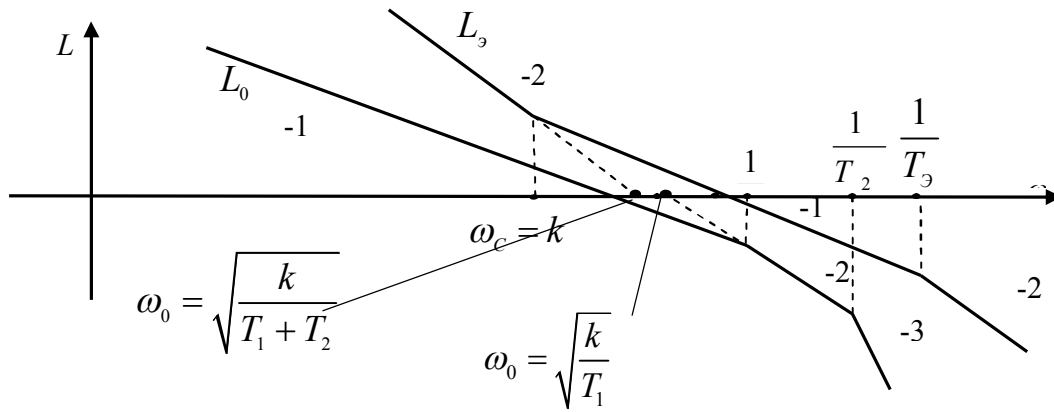


Рис. 4.19

Анализ эквивалентных ЛАХ показывает, что при компенсации скоростной ошибки повышается порядок астатизма, увеличивается частота среза, а, следовательно, увеличивается быстродействие системы при обработке сложных сигналов. При этом запасы устойчивости по модулю и фазе остаются неизменными.

Низкочастотная асимптота эквивалентной ЛАХ является продолжением второй асимптоты ЛАХ исходной системы в область низких частот или близка к ней (см. рис. 4.19, $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{T_1 + T_2}} \approx \sqrt{\frac{k}{T_1}}$).

Аналогично могут быть получены выражения для низкочастотной части эквивалентной ЛАХ при компенсации ошибок по скорости и ускорению, приведенные в табл. 4.4.

Используя эквивалентные частотные характеристики, можно достаточно просто произвести расчет систем с комбинированным управлением. Последовательность расчета может быть следующей:

1. По заданным требованиям к точности строится запретная область для ЛАХ. При обработке сложного сигнала с максимальной скоростью Ω_{\max} и ускорением a_{\max} , ЛАХ должна проходить выше контрольной точки А с координатами

$$\omega = \omega_k = \frac{a_{\max}}{\Omega_{\max}} \quad \text{и} \quad L(\omega_k) = 20 \lg \frac{g_{\max}}{\varepsilon_{g \text{ доп}}} = 20 \lg \frac{\Omega_{\max}^2}{a_{\max} \varepsilon_{g \text{ доп}}}$$

(см. рис. 4.20).

2. Строится ЛАХ исходной системы L_0 , обеспечивающая требуемую устойчивость $k = \frac{M^2 + M\sqrt{M^2 - 1}}{2\sum T_i}$.

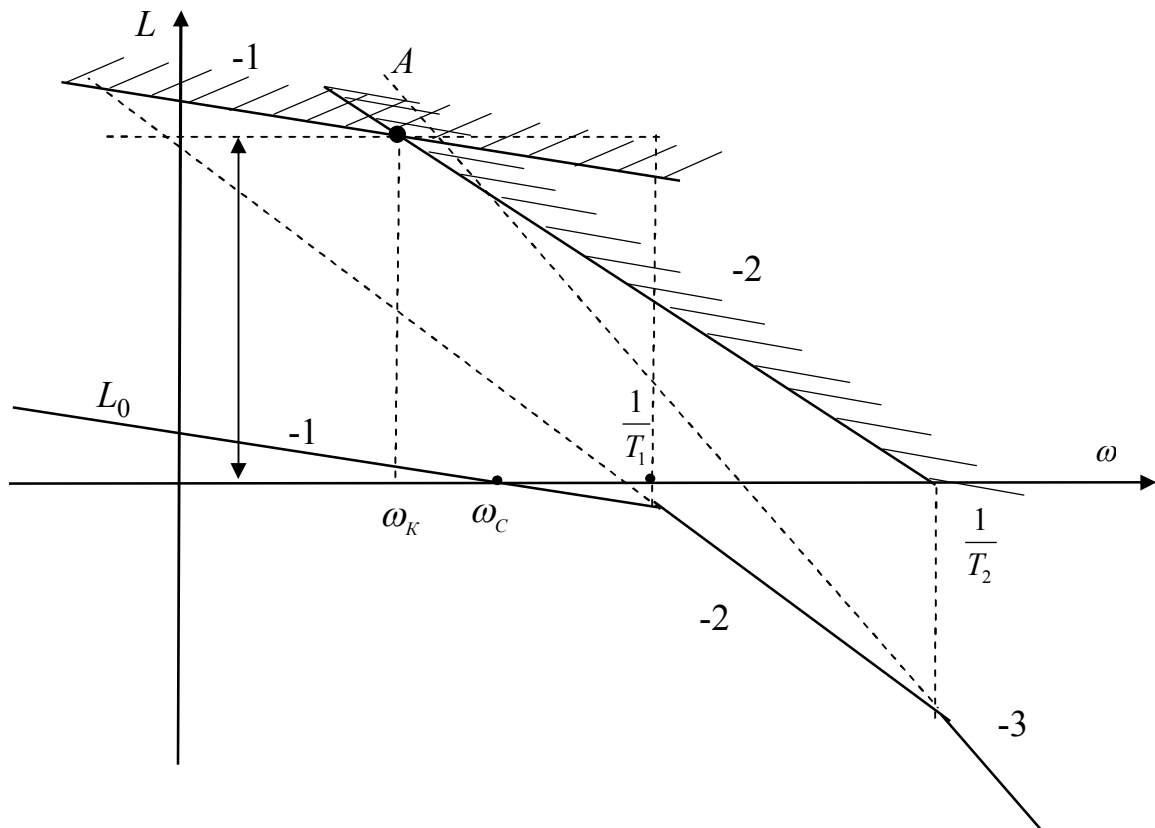


Рис. 4.20

3. Определяются, какие ошибки в исходной системе необходимо компенсировать, чтобы эквивалентная ЛАХ прошла выше точки A . При компенсации скоростной ошибки эквивалентная ЛАХ будет продолжением второй асимптоты L_0 и пройдет ниже границы запретной области. При компенсации

ошибок по скорости и ускорению $K_k(p) = \frac{a_1 p + a_2 p^2}{1 + T_{II} p}$ низкочастотная асим-

птота эквивалентной ЛАХ пройдет под наклоном -3 , являясь продолжением наклона -3 исходной ЛАХ. Точнее пересечение этой асимптоты с нулем дБ,

согласно табл. 4.4, будет на частоте $\omega = \sqrt[3]{\frac{k}{T_1 T_2 + T_1 T_{II} + T_2 T_{II}}}$. Если эта асим-

птота пройдет выше контрольной точки, то точность будет обеспечена.

Таблица 4.4

Передаточная функция		Выражение низкочастотной асимптоты эквивалентной ЛАХ	Условие компенсации ошибки
исходной системы	компенсирующей цепи		
$\frac{k}{p(1+T_1p)}$	a_1p	$\frac{k}{T_1\omega^2}$	$a_1 = \frac{1}{k_2}$
	$\frac{a_1p + a_2p^2}{1+T_{II}p}$	$\frac{k}{T_1T_{II}\omega^3}$	$a_1 = \frac{1}{k_2}$, $a_2 = \frac{T_1 + T_{II}}{k_2}$
$\frac{k}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}$	a_1p	$\frac{k}{(T_1+T_2)\omega^2}$	$a_1 = \frac{1}{k_2}$
	$\frac{a_1p + a_2p^2}{1+T_{II}p}$	$\frac{k}{(T_1T_2 + T_1T_{II} + T_2T_{II})\omega^3}$	$a_1 = \frac{1}{k_2}$, $a_2 = \frac{T_1 + T_2 + T_{II}}{k_2}$

5. ПРОМЫШЛЕННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

5.1. Особенности промышленных объектов и систем регулирования

К промышленным системам регулирования относятся системы регулирования различных технологических установок и промышленных объектов в таких важнейших отраслях промышленности как химия, энергетика, металлургия, нефтепереработка и др. Для некоторых промышленных объектов создаются специализированные регуляторы, но чаще всего задачи автоматизации решаются с помощью универсальных регуляторов общепромышленного назначения, которые конструируются так, чтобы их можно было легко исполь-

зовать для регулирования различных физических процессов. В таких типовых универсальных регуляторах, относящихся к системе приборов ГСП, реализуются типовые законы регулирования: пропорциональный – П, пропорционально-интегральный – ПИ, пропорционально-интегрально-дифференциальный – ПИД. Для того чтобы системы автоматического регулирования обладали требуемыми качественными показателями, необходимо при их проектировании и разработке учитывать как динамические характеристики объекта регулирования, так и свойства реальных регуляторов. Промышленные системы регулирования имеют ряд существенных особенностей, которые должны учитываться при их разработке и проектировании.

К таким особенностям можно отнести:

1. Промышленные объекты обладают значительной инерционностью, значительно большей, чем инерционность регулирующих и исполнительных устройств. Кроме того, в каналах передачи управляющих воздействий наблюдается явление транспортного (чистого) запаздывания. Поэтому в большинстве случаев динамика промышленных объектов может быть описана дробно-рациональной функцией с чистым запаздыванием.

2.

$$K_{об}(p) = \frac{k_{об}}{p^y \prod_{i=1}^n (1 + T_i p)} \cdot e^{-\tau_{об} \cdot p}; \quad y = 0; 1. \quad (5.1)$$

3. На промышленные объекты в процессе их нормальной работы действует много различных возмущений, приложенных к разным точкам объекта. Поэтому для управления ими обычно создаются системы автоматического регулирования, работающие по замкнутому циклу (по отклонению) в большинстве случаев одноконтурные или с комбинированным управлением, сочетающим регулирование по отклонению и наиболее существенному возмущению (по разомкнутому циклу). Функциональная схема промышленной системы регулирования изображена на рис. 5.1.

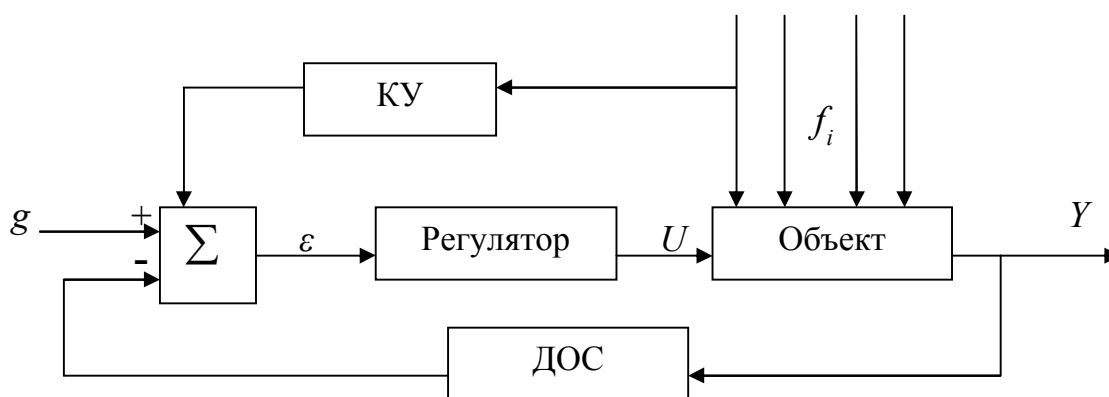


Рис. 5.1

Реализация комбинированного управления позволяет значительно повысить точность регулирования и уменьшает время реакции системы на действие возмущения.

При расчетах промышленных систем регулирования действие совокупности всех возмущений, по которым не осуществляется комбинированное управление, обычно приводят к одному эквивалентному возмущению, приложенному к выходу объекта (рис. 5.2).

Такое представление возмущения позволяет достаточно просто определить параметры эквивалентного возмущения по осциллограммам изменения регулируемой величины « Y » при отсутствии управления на объект $U = \text{const}$ или $U = 0$.

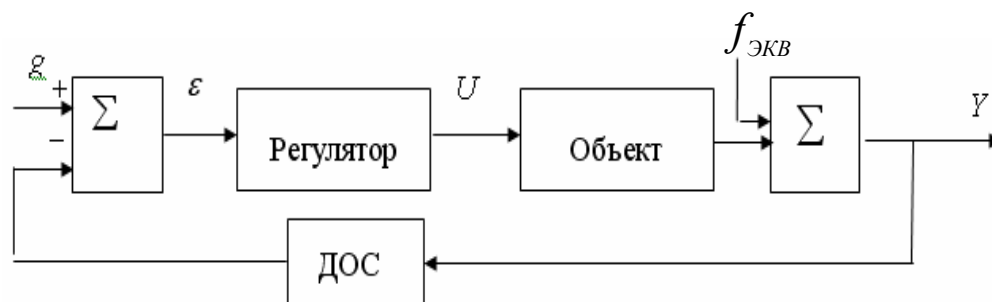


Рис. 5.2

3. Для построения промышленных систем регулирования используются выпускаемые промышленностью приборы и регуляторы систем ГСП, реализующие типовые законы регулирования П, И, ПИ, ПД, ПИД. Поэтому при расчете таких систем главное значение приобретает не задача синтеза закона регулирования, который предопределен возможностями используемых приборов, а выбор одного из возможных типовых законов и расчет параметров его настройки (коэффициента передачи, постоянных времени).

5.2. Типовые законы регулирования и их характеристики

Если в промышленной системе регулирования датчик обратной связи отнести к объекту регулирования, т. е. считать выходным сигналом системы нормированный сигнал датчика, пропорциональный величине регулируемой переменной, то структурная схема промышленной САР примет вид рис. 5.3.

Передаточная функция разомкнутой системы:

$$K(p) = K_{\text{рег}}(p)K_{\text{об}}(p);$$

Передаточная функция замкнутой системы:

$$K_{\text{yg}}(p) = \frac{Y(p)}{g(p)} = \frac{K(p)}{1 + K(p)}.$$

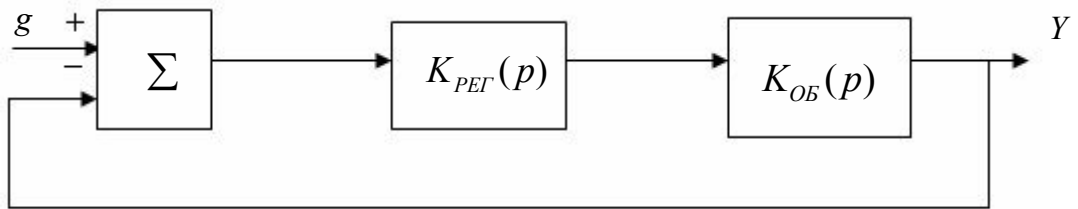


Рис. 5.3

Система будет идеальной, то есть будет обрабатывать задающее воздействие g без ошибки, если $K_{yg}(p)=1$.

Однако достичь этого при значительной инерционности объекта и наличии чистого запаздывания невозможно. В качестве приближения к идеалу можно принять

$$K_{yg}(p) = e^{-\tau_{об} \cdot p},$$

т.е. система воспроизводит на выходе задающее воздействие $g(t)$, но с запаздыванием на время $\tau_{об}$ (см. рис. 5.4).

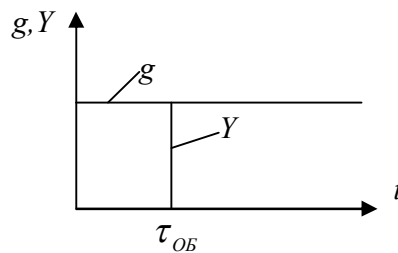


Рис. 5.4

При такой передаточной функции $K_{yg}(p)$, передаточная функция разомкнутой системы:

$$K(p) = \frac{K_{yg}(p)}{1 - K_{yg}(p)} = \frac{e^{-\tau \cdot p}}{1 - e^{\tau \cdot p}}, \quad (5.2)$$

а желаемая передаточная функция регулятора

$$K_{PEГ}(p) = \frac{K(p)}{K_{ОБ}(p)} = \frac{e^{-\tau \cdot p}}{K_{ОБ}(p)(1 - e^{-\tau \cdot p})}. \quad (5.3)$$

Учитывая, что в полосе пропускания системы $\omega\tau < 1$, можно функцию $e^{-\tau \cdot p}$ разложить в ряд Маклорена и ограничиться в разложении линейными членами

$$e^{-\tau \cdot p} \approx 1 - \tau \cdot p. \quad (5.4)$$

Подставив (5.4) в знаменатель (5.3) получим

$$K_{PEГ}(p) = \frac{e^{-\tau \cdot p}}{K_{OB}(p) \cdot \tau \cdot p}. \quad (5.5)$$

Подставляя в (5.5) выражения различных передаточных функций объекта регулирования $K_{OB}(p)$ получим передаточные функции типовых регуляторов.

Так для астатического объекта с чистым запаздыванием, описываемого передаточной функцией

$$K_{OB}(p) = \frac{k_{OB} e^{-\tau \cdot p}}{p}. \quad (5.6)$$

получим пропорциональный регулятор с передаточной функцией

$$K_{PEГ}(p) = \frac{1}{\tau \cdot k_{OB}} = k_{PEГ}. \quad (5.7)$$

Такой регулятор имеет один параметр настройки $K_{PEГ}(p) = \frac{1}{\tau \cdot k_{OB}} = k_{PEГ}$.

Для безинерционного объекта с чистым запаздыванием при

$$K_{OB}(p) = k_{OB} e^{-\tau \cdot p}, \quad (5.8)$$

получим интегральный регулятор

$$k_{PEГ} = \frac{1}{\tau \cdot k_{OB} p} = \frac{k_{PEГ}}{p}, \quad (5.9)$$

где $k_{PEГ} = \frac{1}{\tau \cdot k_{OB}}$

Этот регулятор также имеет один параметр настройки $k_{PEГ} = \frac{1}{\tau \cdot k_{OB}}$.

Для инерционного объекта с чистым запаздыванием

$$K_{OB}(p) = \frac{k_{OB} e^{-\tau \cdot p}}{1 + T_{OB} p}, \quad (5.10)$$

близким к оптимальному будет пропорционально-интегральный закон регулирования

$$K_{РЕГ}(p) = \frac{(1 + T_{ОБ}p)}{\tau \cdot k_{ОБ}p} k_{РЕГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ}p}\right), \quad (5.11)$$

где $k_{РЕГ} = \frac{T_{ОБ}}{\tau \cdot k_{ОБ}}$, $T_{ИЗ} = T_{ОБ}$.

У такого регулятора два параметра настройки – коэффициент передачи $k_{РЕГ} = \frac{T_{ОБ}}{\tau \cdot k_{ОБ}}$ и постоянная времени изодрома $T_{ИЗ} = T_{ОБ}$ – время, когда интегральная составляющая выходного сигнала регулятора станет равной пропорциональной.

Для объектов, описываемых передаточной функцией

$$K_{ОБ}(p) = \frac{k_{ОБ}}{p(1 + T_{ОБ}p)} e^{-\tau \cdot p}, \quad (5.12)$$

получим пропорционально-дифференциальный (ПД)– регулятор

$$K_{РЕГ}(p) = \frac{1}{\tau \cdot k_{ОБ}}(1 + T_{ОБ}p) = k_{РЕГ}(1 + T_{ПР}p), \quad (5.13)$$

с двумя параметрами настройки

$$k_{РЕГ} = \frac{1}{\tau \cdot k_{ОБ}} \text{ и } T_{ПР} = T_{ОБ}.$$

Если объект описывается передаточной функцией колебательного звена с запаздыванием

$$K_{ОБ}(p) = \frac{k_{ОБ}}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1} e^{-\tau \cdot p}, \quad (5.14)$$

то для него близким к идеальному будет пропорционально–интегрально–дифференциальный (ПИД) – регулятор с передаточной функцией

$$K_{РЕГ}(p) = \frac{1 + T_1 p + T_2^2 p^2}{\tau \cdot p \cdot k_{ОБ}} k_{РЕГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ}p} + T_{ПР}p\right). \quad (5.15)$$

У этого регулятора три параметра настройки. Коэффициент передачи регулятора $k_{РЕГ} = \frac{T_1}{\tau \cdot k_{ОБ}}$, постоянная времени издрорма $T_{ИЗ} = T_1$ и постоянная времени предварения $T_{ПР} = \frac{T_2}{T_1}$.

Передаточные функции, логарифмические, частотные и переходные характеристики типовых регуляторов приведены в табл. 5.1.

Типовые законы регулирования являются близкими к оптимальным при управлении объектами с запаздыванием, описывается передачными функциями первого и второго порядка. Однако получить переходную характеристику вида рис. 5.4, соответствующего звену чистого запаздывания не удастся.

При рассмотренных передачных функциях объектов и полученных для них типовых законах регулирования передачная функция разомкнутой системе в соответствии с (5.5) во всех случаях определяется выражением

$$K(p) = K_{РЕГ}(p) \cdot K_{ОБ}(p) = \frac{e^{-\tau \cdot p}}{\tau p} \cdot \frac{k}{p} \cdot e^{-\tau \cdot p} \quad (5.16)$$

Логарифмические амплитудная и фазовая характеристики для таких систем изображены на рис. 5.5.

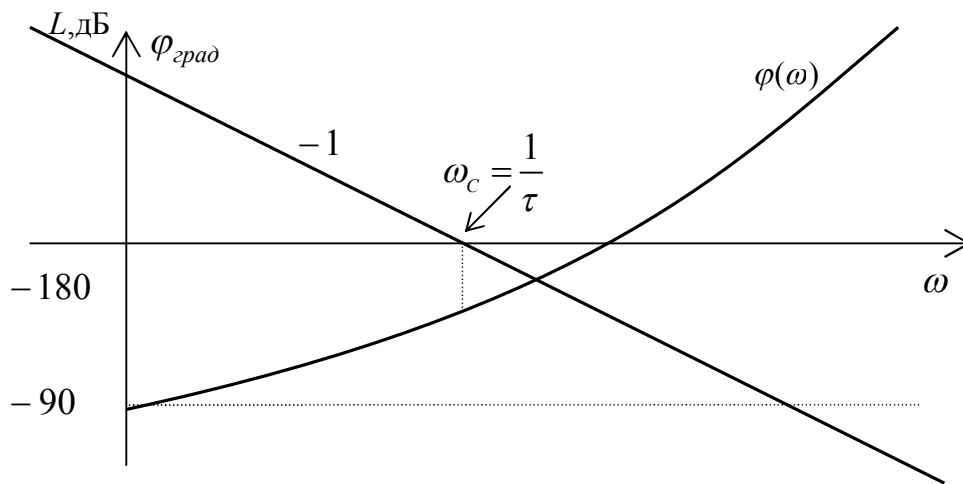


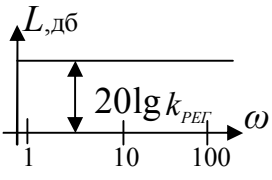
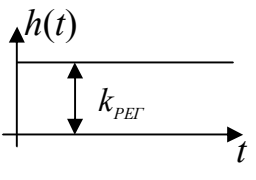
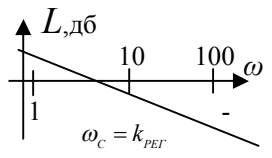
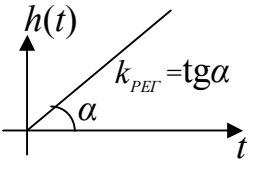
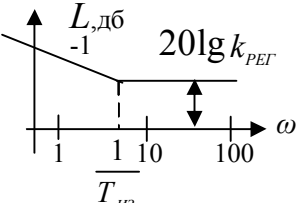
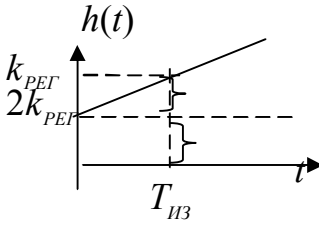
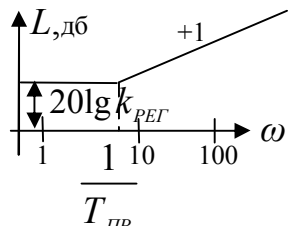
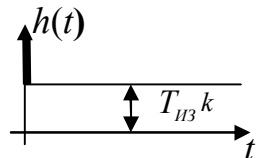
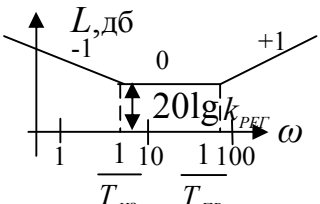
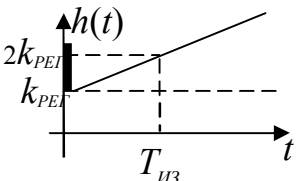
Рис. 5.5

Фазовая характеристика описывается выражением:

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \omega\tau \quad (5.17)$$

и на частоте среза $\omega_c = \frac{1}{\tau}$ фазовый сдвиг достигает -147 град, что обеспечивает запас по фазе только 33 градуса.

Таблица 5.1

Тип регулятора	Передаточная функция	Логарифмическая частотная характеристика	Переходная функция
П	$k_{PEГ}$		
И	$\frac{k_{PEГ}}{P}$		
ПИ	$k_{PEГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ} p}\right)$		
ПД	$k_{PEГ} (1 + T_{ПР} p)$		
ПИД	$k_{PEГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ} p} + T_{ПР} p\right)$		

Соответственно переходный процесс отличается от предполагаемого (рис. 5.4), так как на частоте среза разомкнутой системы $\omega_c \tau = 1$, а при определении законов регулирования в разложении $e^{-\tau \cdot p} \approx 1 - \tau \cdot p$ ограничивались лишь линейными членами, что справедливо при $\omega \tau \ll 1$.

5.3. Реализация типовых законов регулирования в промышленных регуляторах

В настоящее время промышленность выпускает автоматические приборы и регуляторы различных типов и модификаций. Общей задачей для всех регуляторов является формирование одних и тех же типовых законов регулирования. Упрощенная функциональная схема аналогового регулятора с импульсным выходным сигналом изображена на рис. 5.6. По такой функциональной схеме изготавливаются регуляторы РБИ, РП4 комплекса АКЭСР, регуляторы Р21, Р23, Р27, Р28 комплекса «Каскад», регуляторы РПИК, РПИБ и другие.

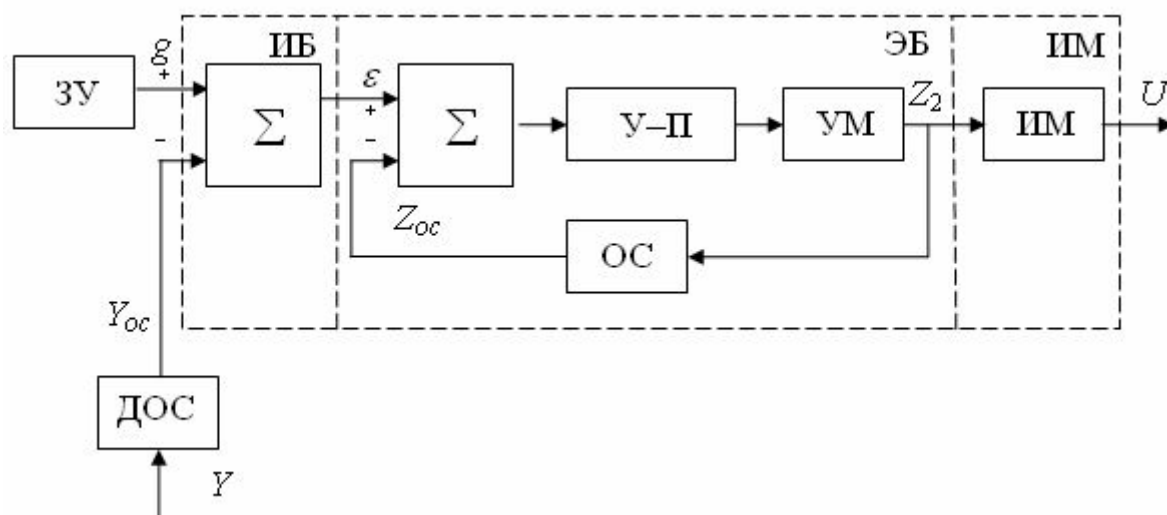


Рис. 5.6

Регулятор состоит из измерительного блока ИБ, электронного (функционального) блока ЭБ и исполнительного механизма постоянной скорости ИМ, которым обычно является трехфазный асинхронный электродвигатель с редуктором и концевыми ограничителями.

В измерительном блоке осуществляется сравнение нормированного сигнала задания « g », формируемого задающим устройством ЗУ, с нормированным сигналом обратной связи « Y_{oc} », пропорциональным величине регулируемой переменной « Y » и формируется сигнал ошибки « ϵ ».

У-П – усилительно–преобразовательные устройства обеспечивающие модуляцию сигнала ошибки ε , усиление на переменном токе, демодуляцию, фильтрацию пульсаций.

УМ – усилитель мощности, в качестве которого могут использоваться реверсивные магнитные пускатели ПМРТ или трехпозиционные тиристорные усилители У21, У22 с гистерезисом и зоной нечувствительности.

ОС – устройство обратной связи, с помощью которого формируется «скользящий» режим работы [4].

Если скорость изменения сигнала обратной связи \dot{Z}_{oc} будет больше, чем скорость изменения ошибки $\dot{\varepsilon}$, $\dot{Z}_{oc} > \dot{\varepsilon}$ то на выходе релейного усилителя мощности будет формироваться последовательность импульсов Z_2 , период следования которых и длительность будут определяться соотношением скоростей сигналов, а коэффициент заполнения импульсов будет пропорционален величине ошибки. Этот режим работы релейного усилителя мощности называют скользящим.

В скользящем режиме работы усилитель формирует последовательность импульсов, аналогично сигналу ШИМ, но в отличие от последнего частота следования импульсов будет переменной. Среднее же значение выходного сигнала, а следовательно, и средняя скорость вращения исполнительного механизма, будут определяться коэффициентом заполнения.

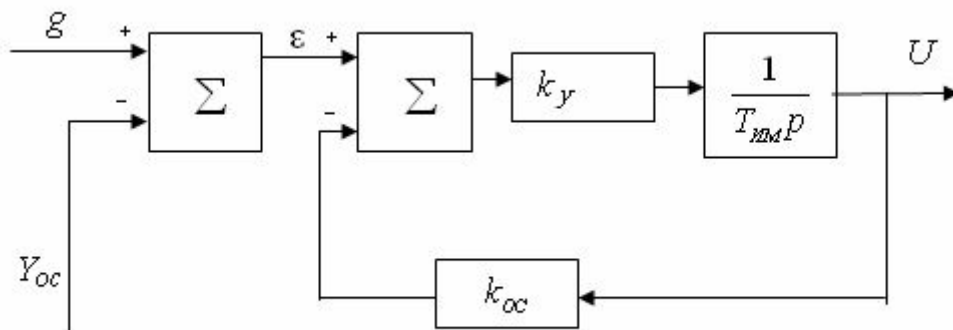


Рис. 5.7

Скользящий режим работы релейного усилителя мощности позволяет линеаризовать нелинейность его характеристики и в дальнейшем, при формировании законов регулирования регулятора, усилитель можно считать линейным звеном с коэффициентом передачи k_v .

Структурная схема регулятора с импульсным выходным сигналом усилителя, реализующая П–закон регулирования в линейном (скользящем) режиме работы изображена на рис. 5.7.

В структурной схеме исполнительный механизм постоянной скорости представлен интегратором, а релейный усилитель в скользящем режиме работы – усилителем с коэффициентом усиления k_v .

Пропорциональный закон регулирования реализуется введением жесткой обратной связи по положению исполнительного механизма.

Передаточная функция регулятора

$$K(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{\frac{k_v}{T_{ИМ} p}}{1 + \frac{k_v}{T_{ИМ} p} \cdot k_{OC}} \cdot \frac{1}{k_{OC}} \cdot \frac{1}{\frac{T_{ИМ}}{k_v k_{OC}} p + 1}. \quad (5.18)$$

Эту передаточную функцию можно представить в виде идеального П–регулятора с передаточной функцией

$$K_{П}(p) = k_{РЕГ} = \frac{1}{k_{OC}} \quad (5.19)$$

и апериодического балластного звена с передаточной функцией:

$$K_B(p) = \frac{1}{T_B p + 1},$$

где

$$T_B = \frac{T_{ИМ}}{k_v \cdot k_{OC}} \quad (5.20)$$

Параметры балластного звена зависят от настройки регулятора. Чем больше $K_B(j\omega)$ отличается от единицы, тем значительнее будет различие в качестве регулирования с идеальным и реальным регулятором.

Область в пространстве параметров настройки регулятора, амплитуд и частот входного сигнала в которой АЧХ и ФЧХ реального регулятора отличаются от соответствующих характеристик идеального регулятора не больше, чем на некоторые наперед заданные значения, называется областью нормальной работы (ОНР) регулятора. Согласно ГОСТ 7191–69 допустимые нормы отклонения частотных характеристик идеального и реального регуляторов составляют по модулю $\Delta A \leq 10\%$, а по фазе $\Delta \varphi \leq 15\%$.

ЛАХ реального П– регулятора изображена на рис. 5.8.

Следует отметить, что параметры балластного звена зависят от параметров настройки регулятора. Так, при увеличении коэффициента усиления регулятора, что осуществляется за счет уменьшения k_{OC} (5.19), во столько же раз будет увеличиваться и постоянная времени балластного звена (5.20), как показано на рис. 5.8 пунктиром.

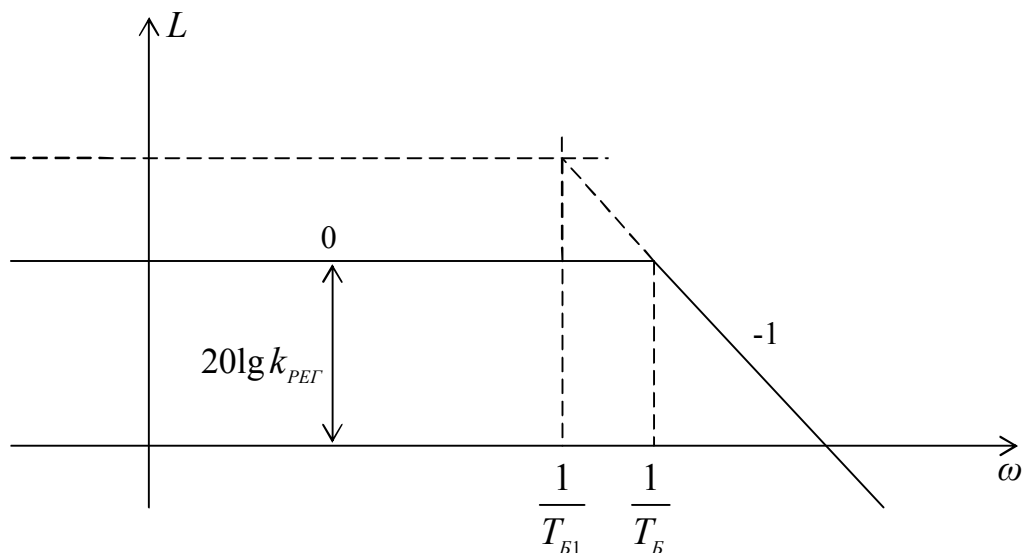


Рис. 5.8

Переходная характеристика реального П-регулятора изображена на рис. 5.9.

Текущее значение динамической ошибки реализации П-регулирования при $T_B = T_{B1}$ на рис. 5.9 заштриховано. При увеличении T_B погрешность реализации закона П-регулирования возрастает.

Пропорционально-интегральный (ПИ) закон регулирования может реализовываться по различным структурным схемам [9, 18, 20]. Структурная схема ПИ-регулятора, в которой для формирования закона ПИ-регулирования используются интегрирующие свойства исполнительного механизма, приведена на рис. 5.10.

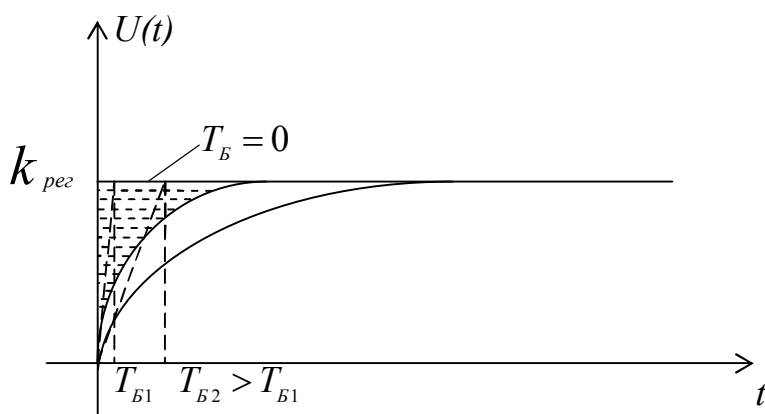


Рис. 5.9

Передаточная функция регулятора

$$K_{PEГ}(p) = \frac{k_y}{1 + \frac{k_y k_{OC}}{1 + T_{OC}p}} \cdot \frac{1}{T_{ИМ}p} \quad K_{ИИ}(p) \cdot K_B(p) \quad , \quad (5.21)$$

где
$$K_{ИИ}(p) = k_{PEГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ}p} \right), \quad (5.22)$$

и балластное звено
$$K_B(p) = \frac{k_B}{1 + T_B p} \quad . \quad (5.23)$$

Параметры настройки регулятора определяются параметрами цепи обратной связи

$$k_{pez} = \frac{T_{OC}}{k_{OC} T_{ИМ}} ; \quad T_{ИЗ} = T_{OC} . \quad (5.24)$$

Параметры балластного звена зависят от параметров настройки регулятора

$$k_B = \frac{k_y k_{OC}}{1 + k_y k_{OC}} ; \quad T_B = \frac{T_{OC}}{1 + k_y k_{OC}} . \quad (5.25)$$

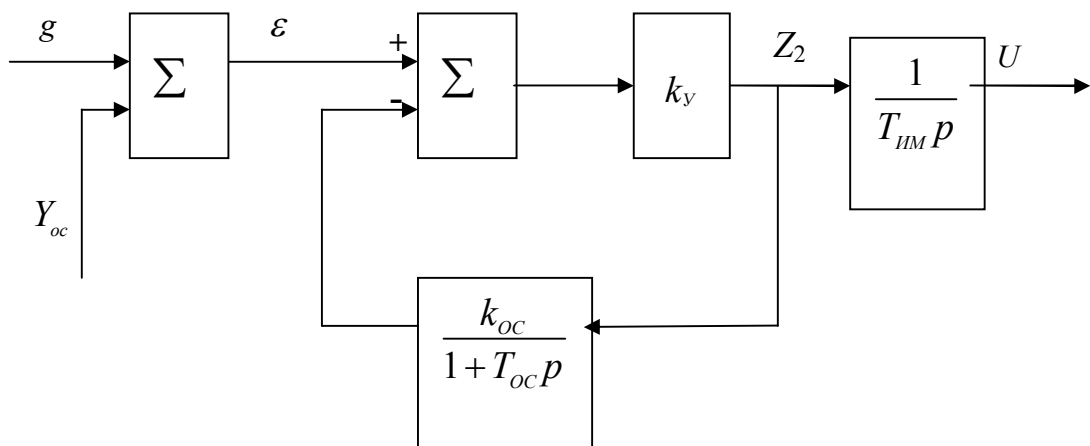


Рис. 5.10

ЛАХ реального ПИ регулятора изображена на рис. 5.11

Увеличение коэффициента передачи регулятора за счет увеличения T_{OC} , согласно (5.24) приводит к такому же увеличению T_B (5.25). При этом

длина среднечастотной части ЛАХ с нулевым наклоном остается неизменной (пунктирная линия на рис. 5.11).

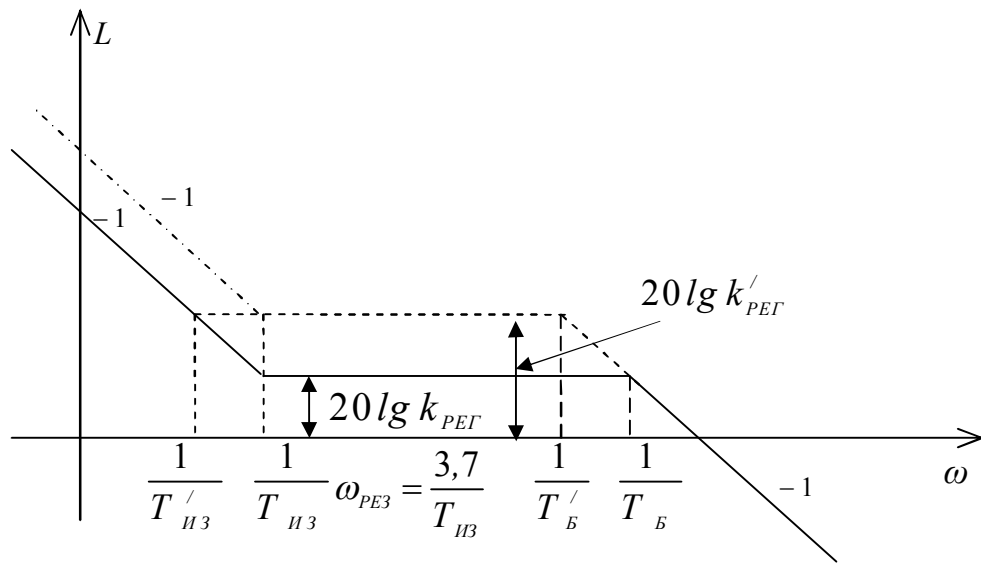


Рис. 5.11

При увеличении же $k_{ПЕР}$ за счет уменьшения k_{OC} балластная постоянная времени также возрастет, но при неизменной $T_{ИЗ}$. При этом сократится длина среднечастотной части ЛАХ (штрихпунктирная линия на рис. 5.11).

Переходная характеристика реального ПИ – регулятора изображена на рис. 5.12

Наличие балластной постоянной времени приводит к динамической ошибке (на рис. 5.12 заштрихована).

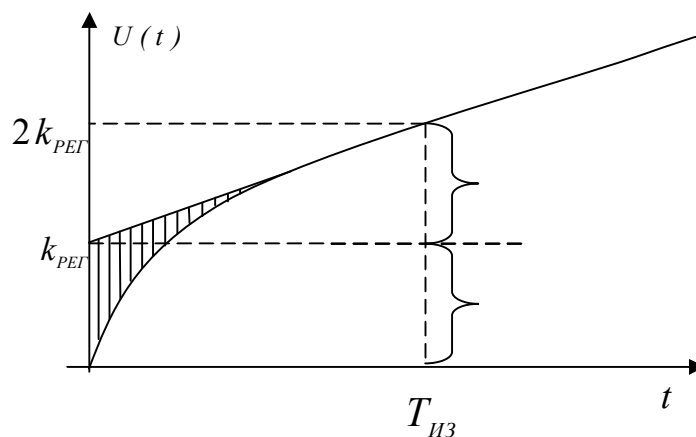


Рис. 5.12

При определении ОНР ПИ– регулятора следует учесть, что наиболее существенной частотой для промышленных систем регулирования является

частота резонансного пика ω_{PE3} АЧХ замкнутой системы. Отклонение частотных характеристик на частоте ω_{PE3} наиболее существенно определяет различие качества регулирования в системе с идеальным и реальным регуляторами. Как показано в [18; 20] произведение $\omega_{PE3}T_{ИЗ}$ в системах с ПИ- и ПИД-регуляторами имеет приблизительно постоянное значение. Согласно ГОСТ 7191–69 для систем с ПИ-регулятором $\omega_{PE3}T_{ИЗ} \approx 3,7$, а для систем с ПИД-регулятором $\omega_{PE3}T_{ИЗ} \approx 4,2$. В связи с этим при расчете промышленных систем с ПИ-регуляторами для определения работы регулятора в ОНР рассчитывают отклонение амплитудной и фазовой частотных характеристик на частоте $\omega_{PE3} = 3,7/T_{ИЗ}$.

ПИД-закон регулирования обычно реализуется ПИ-регулятором в комплексе с дифференциатором, например, ДО1, ДО3, ДО5 комплекса «Каскад». Структурная схема такого регулятора изображена на рис. 5.13.

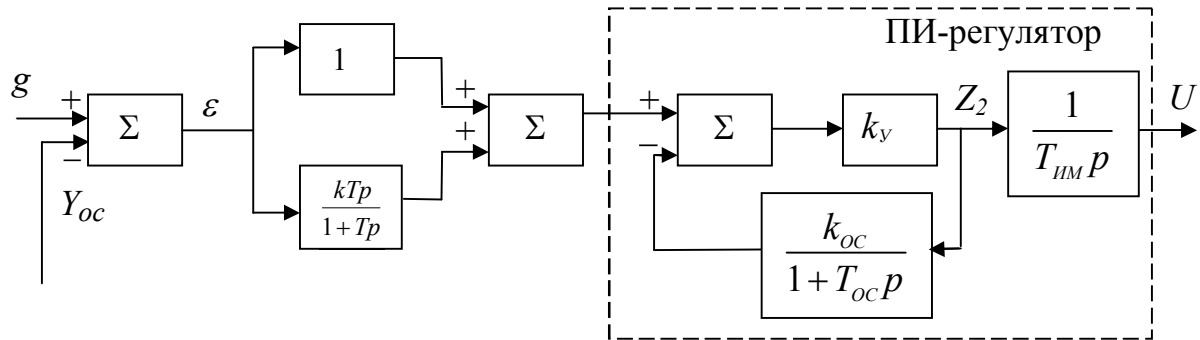


Рис. 5.13

Передаточная функция регулятора:

$$K_{PEГ}(p) = \left(1 + \frac{kTp}{1+Tp}\right) \cdot \frac{T_{oc}}{T_{им}k_{oc}} \left(1 + \frac{1}{T_{oc}p}\right) \cdot \frac{k_b}{1+T_b p} \quad (5.26)$$

где k_b и T_b определяются выражениями (5.25).

Выражение (5.26) можно записать в виде идеального ПИД-регулятора и балластного звена второго порядка.

$$K_{PEГ}(p) = \frac{\alpha T_{oc}}{T_{им}k_{oc}} \left(1 + \frac{1}{\alpha T_{oc}p} + \frac{T+kT}{\alpha} p\right) \cdot \frac{k_b}{(1+T_b p)(1+Tp)} \quad (5.27)$$

$$K_{PEГ}(p) = k_{PEГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ}p} + T_{ПР}p\right)$$

Параметры настройки ПИД-регулятора определяются выражениями:

$$k_{PEГ} = \frac{\alpha T_{OC}}{T_{ИМ} k_{OC}} = T_{ИЗ} \alpha T_{OC}; \quad T_{ПР} = \frac{T + kT}{\alpha}; \quad \alpha = 1 + \frac{T + kT}{T_{OC}} \quad (5.28)$$

Коэффициент передачи и постоянные времени балластного звена определяются балластным звеном ПИ-регулятора (5.25) и постоянной времени дифференциатора.

Логарифмическая частотная характеристика реального ПИД-регулятора изображена на рис. 5.14, а переходная характеристика на рис. 5.15.

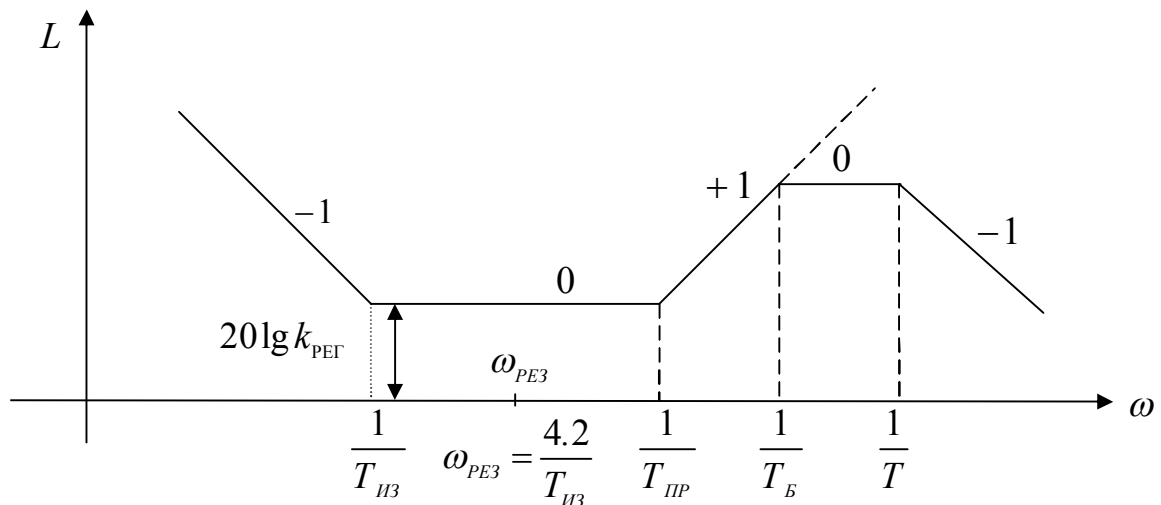


Рис. 5.14

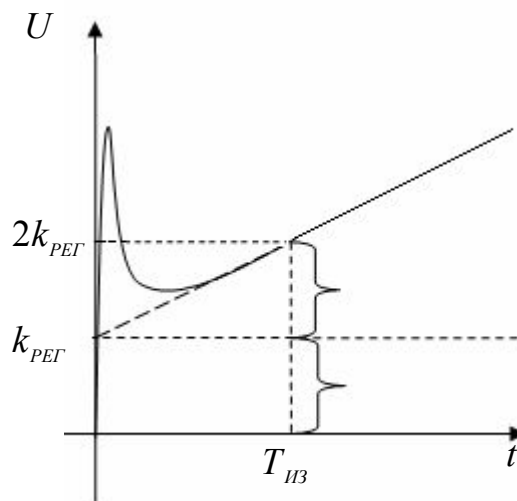


Рис. 5.15

Следует иметь в виду, что при реализации ПИД-регулятора по структурной схеме рис. 5.13, постоянные времени $T_{ИЗ}$ и $T_{ПР}$ оказываются взаимосвязанными, причем максимальная величина $T_{ПР}$ не может быть больше $0,25 T_{ИЗ}$.

Из выражения (5.28)

$$\frac{T_{ПР}}{T_{ИЗ}} = \frac{T + kT}{\alpha \cdot \alpha T_{ОС}} = \frac{\alpha - 1}{\alpha^2}.$$

Это отношение достигает максимума: $\frac{T_{ПР}}{T_{ИЗ}} \Big|_{\max} = 0.25$; при $\alpha = 2$.

Область нормальной работы ПИД-регулятора согласно ГОСТ 7191-69 оценивается отклонением амплитудной и фазовой частотных характеристик

на частоте $\omega_{РЕЗ} = \frac{4.2}{T_{ИЗ}}$.

В промышленных регуляторах с непрерывным аналоговым выходным сигналом (токовым 0–5 мА, 0–20 мА, или сигналом напряжения ± 10 В) различные сочетания П, И, Д составляющих закона регулирования реализуются на операционных усилителях по структурной схеме изображенной на рис. 5.16.

Передаточная функция регулятора:

$$K_{РЕГ}(p) = k_{П} + \frac{1}{T_{ИЗ}p} + \frac{k_{Д}Tp}{1+Tp} = k_{РЕГ} \left(1 + \frac{1}{T_{ИЗ}p} + \frac{T_{ПР}p}{1+Tp} \right), \quad (5.29)$$

где $T_{ИЗ} = \frac{1}{k_{П}T_{И}}$; $T_{ПР} = \frac{k_{Д}T}{k_{П}}$; $k_{РЕГ} = k_{П}$. (5.30)

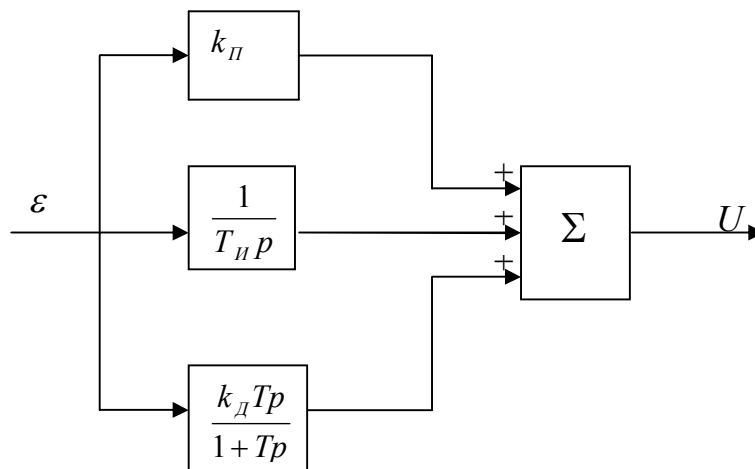


Рис. 5.16

Как видно из (5.30) дифференциальная составляющая закона регулирования реализуется приближенно с балластным звеном.

При необходимости получить выходной сигнал в виде перемещения регулирующего органа, структурная схема рис. 5.16 может быть дополнена исполнительным механизмом постоянной скорости с жесткой обратной связью по положению, изображенной на рис. 5.17.

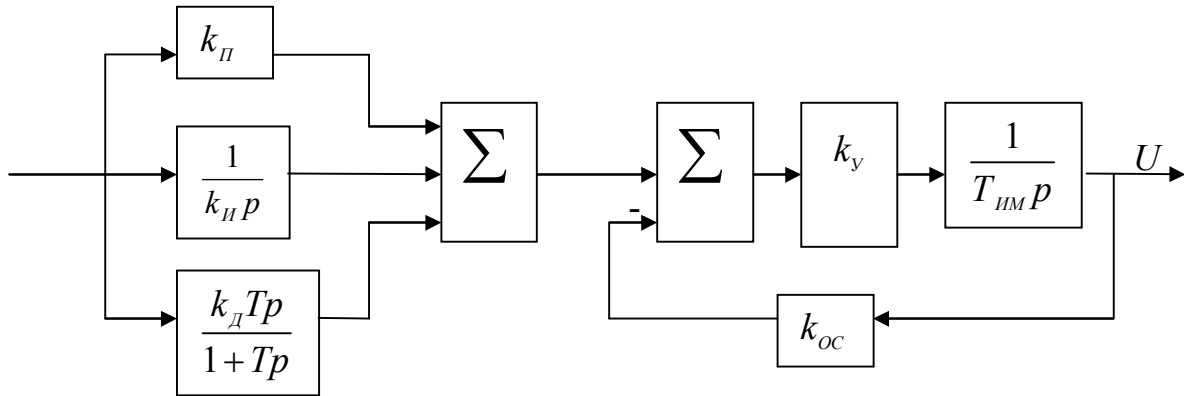


Рис. 5.17

Передаточная функция такого ПИД-регулятора определяется выражением (5.29), дополненным последовательно включенным исполнительным механизмом с передаточной функцией:

$$K_{IM}(p) = \frac{\frac{k_y}{T_{IM} p}}{1 + \frac{k_y}{T_{IM} p} k_{OC}} = \frac{1}{1 + \frac{T_{IM}}{k_y k_{OC}} p}. \quad (5.31)$$

Этот регулятор реализует ПИД-закон регулирования в соответствии с (5.29) и дополненным балластным звеном с передаточной функцией

$$K_B(p) = \frac{1}{1 + \frac{T_{IM}}{k_y k_{OC}} p}.$$

Коэффициент передачи регулятора, согласно (5.29) определяется выражением $k_{PEГ} = k_{II} \cdot \frac{1}{k_{OC}}$.

5.4. Особенности расчета промышленных систем регулирования

При расчете промышленных систем регулирования требуется выбрать закон регулирования регулятора (один из типовых, которые реализуются промышленными регуляторами) и рассчитать параметры его настройки (коэффициент передачи и постоянные времени).

Исходными данными для расчета являются: математическая модель объекта управления и его параметры, коэффициент передачи k_{OB} , постоянная времени T_{OB} , величина чистого запаздывания τ_{OB} ; законы изменения воздействий на объект и места их приложения; требования к точности и качеству регулирования, виду и параметрам переходного процесса, максимальному перерегулированию, времени переходного процесса, показателю колебательности.

Решение этой задачи, т.е. выбор закона регулирования и расчет параметров настроек регулятора могут быть выполнены в такой последовательности:

1. Определяется математическая модель объекта управления $K_{OB}(p)$ и вычисляются ее параметры: k_{OB} , T_{OB} и τ_{OB} ;

2. Устанавливаются для рассчитываемой САР требования к точности и качеству регулирования в переходных режимах работы: запасу устойчивости, виду и параметрам переходного процесса, показателю колебательности M , величинам максимального перерегулирования σ , времени переходного процесса t_{III} и др.;

3. Определяются расчетные значения управляющих воздействий $g(t)$ и возмущений $f(t)$ и места их приложения. Обычно действие всех возмущений приводят к одному эквивалентному, приложенному к выходу объекта. Параметры такого эквивалентного возмущения достаточно просто можно рассчитать по осциллограммам изменения выходного сигнала объекта при постоянном сигнале управления $U_{упр} = \text{const}$. Чаще всего в качестве основного возмущения принимают ступенчатое (скачкообразное) изменение нагрузки.

4. Выбирают закон регулирования регулятора (П, И, ПД, ПИ, ПИД) и определяют область пространства параметров настройки, обеспечивающих требуемую устойчивость, точность и качество регулирования в переходных режимах работы, считая, что регуляторы реализуют идеальные законы регулирования. При выборе закона регулирования желательно обеспечить астатизм системы, чтобы система обрабатывала ступенчатые воздействия без ошибки.

Так как регуляторы реализуют только типовые законы регулирования, а объекты описываются типовыми передаточными функциями, то и расчет параметров настроек регуляторов ведут из условия получения типовых переходных процессов. К таким процессам относятся:

- монотонные процессы без перерегулирования;
- процессы с 20% перерегулированием;
- процессы с минимальной квадратичной оценкой $I = \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt$.

5. В полученной области пространства параметров настройки регулятора выбирают значения параметров, соответствующих наилучшим (оптимальным) условиям работы САР по качеству регулирования;

6. Вычисляют параметры балластных звеньев в реальных законах регулирования и проверяют, работает ли регулятор в ОНР. Если окажется, что регулятор работает не в ОНР, то производят уточнение параметров настройки с учетом влияния балластных звеньев. При вычислении параметров настроек регуляторов следует иметь в виду, что у ПИД-регуляторов с импульсным выходным сигналом постоянная времени предварения не может быть больше, чем $0,25 T_{из}$.

Для упрощения расчетов параметров настроек регуляторов, управляющих статическими и астатическими объектами, описываемыми уравнениями первого порядка с чистым запаздыванием в литературе [19; 20] приводятся расчетные соотношения для определения параметров настройки регуляторов, обеспечивающих получение типовых переходных процессов, приведенных в таблице 5.2.

При более сложных передаточных функциях объектов получить аналогичные расчетные соотношения не удастся из-за взаимосвязанности параметров настроек регулятора с постоянными времени и запаздыванием в объекте. В таких случаях необходимо воспользоваться известными методами ТАУ. При этом необходимо учитывать, что наличие запаздывания в объекте делает систему неминимально фазовой, а использование типовых регуляторов позволяет реализовать только типовые законы регулирования.

Таблица 5.2

Передаточная функция объекта	Регулятор	Типовой переходный процесс		
		апериодический	С 20%-ным перерегулированием	$Min I_2$
$\frac{k_{OB} e^{-\tau_{OB} \cdot p}}{T_{OB} p + 1}$	И $\tau_{OB} = 0$	$k'_P = \frac{1}{4,5 k_{OB} T_{OB}}$	$k'_P = \frac{1}{1,7 k_{OB} T_{OB}}$	$k'_P = \frac{1}{1,7 k_{OB} T_{OB}}$
	П	$k_P = \frac{0,3}{k_{OB} \tau_{OB} / T_{OB}}$	$k_P = \frac{0,7}{k_{OB} \tau_{OB} / T_{OB}}$	$k_P = \frac{0,9}{k_{OB} \tau_{OB} / T_{OB}}$
$\frac{k_{OB} e^{-\tau_{OB} \cdot p}}{T_{OB} p + 1}$	ПИД	$k_P = \frac{0,95}{k_{OB} \tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 2,4 \tau_{OB}$ $T_{ИР} = 0,4 \tau_{OB}$	$k_P = \frac{1,2}{k_{OB} \tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 2,0 \tau_{OB}$ $T_{ИР} = 0,4 \tau_{OB}$	$k_P = \frac{1,4}{k_{OB} \tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 1,3 \tau_{OB}$ $T_{ИР} = 0,5 \tau_{OB}$
$\frac{e^{-\tau_{OB} \cdot p}}{T_{OB} p}$	П	$k_P = \frac{0,4}{\tau_{OB} / T_{OB}}$	$k_P = \frac{0,7}{\tau_{OB} / T_{OB}}$	—
$\frac{e^{-\tau_{OB} \cdot p}}{T_{OB} p}$	ПИ	$k_P = \frac{0,4}{\tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 6 \tau_{OB}$	$k_P = \frac{0,7}{\tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 3 \tau_{OB}$	$k_P = \frac{1}{\tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 4 \tau_{OB}$
$\frac{e^{-\tau_{OB} \cdot p}}{T_{OB} p}$	ПИД	$k_P = \frac{0,6}{\tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 5 \tau_{OB}$ $T_{ИР} = 0,2 \tau_{OB}$	$k_P = \frac{1,1}{\tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 2 \tau_{OB}$ $T_{ИР} = 0,4 \tau_{OB}$	$k_P = \frac{1,4}{\tau_{OB} / T_{OB}}$ $T_{ИЗ} = 1,6 \tau_{OB}$ $T_{ИР} = 0,5 \tau_{OB}$

6. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

6.1. Многоконтурные системы подчиненного регулирования

Электроприводы постоянного тока являются наиболее распространенными объектами регулирования различных автоматических систем. В зависимости от назначения в приводах осуществляется регулирование либо скорости вращения, либо угла поворота (величины перемещения).

Типовым примером привода с регулированием скорости вращения являются приводы главного движения различных обрабатывающих станков. Примером привода с регулированием перемещения являются приводы подач обрабатывающих станков, которые обеспечивают заданную величину перемещения инструмента. Причем в этих приводах помимо регулирования величины перемещения осуществляется регулирование и стабилизация скорости перемещения. К системам регулирования электроприводами предъявляются высокие требования по точности регулирования, как положения, так и скорости перемещения, а так же к качеству работы в переходных режимах работы, так как они определяют точность и качество обработки изделий.

Для обеспечения высокого качества работы электропривода системы управления строятся по принципу систем подчиненного регулирования с регуляторами тока, скорости и положения. Это позволяет осуществить регулирование тока якоря, скорости вращения и положения отдельными регуляторами, выбирать желаемые законы регулирования и рассчитывать параметры настроек регуляторов для каждого контура. При этом обеспечивается раздельная настройка регуляторов и коррекция переходных процессов в каждом контуре.

Функциональная схема трехконтурной системы регулирования электропривода приведена на рис. 6.1.

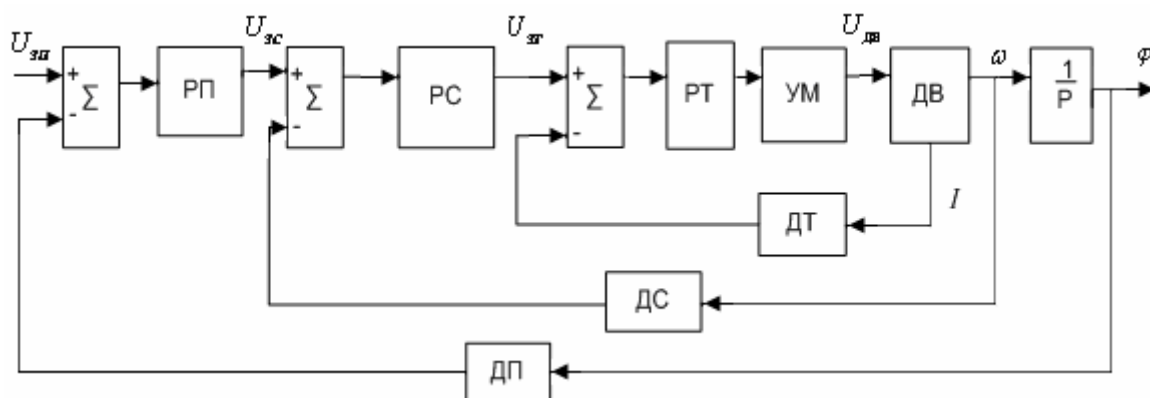


Рис. 6.1

На рисунке: РП, РС, РТ – регуляторы положения, скорости, тока; ДП, ДС, ДТ – датчики положения, скорости, тока; $U_{зп}$, $U_{зс}$, $U_{зт}$ – сигналы задания, положения, скорости, тока; УМ – усилитель мощности; ДВ – двигатель.

Системы регулирования, построенные по такому принципу, называются системами подчиненного регулирования, так как в них сигнал задания регулятору тока $U_{зт}$ формируется регулятором скорости, то есть токовый контур подчиняется регулятору скорости. Сигнал задания регулятору скорости формируется регулятором положения, а значит, скоростной контур подчиняется регулятору положения.

Возможность независимого выбора законов регулирования регуляторов тока, скорости и положения и настройки их параметров позволяет получить высокое качество регулирования, как в статике, так и в динамике, обеспечивая близкие к оптимальным переходные процессы.

6.2. Методика расчета электропривода на технический оптимум

При проектировании и расчете систем управления электроприводами выбор закона регулирования и расчет параметров настройки регуляторов обычно стремятся сделать так, чтобы получить технически оптимальный переходный процесс [13, 14, 15] (расчет на технический оптимум).

Технически оптимальным переходным процессом считается процесс, обеспечивающий минимальное время достижения согласованного положения t_1 при перерегулировании $\sigma < (4 \div 10)\%$ (процесс 2 на рис. 6.2).

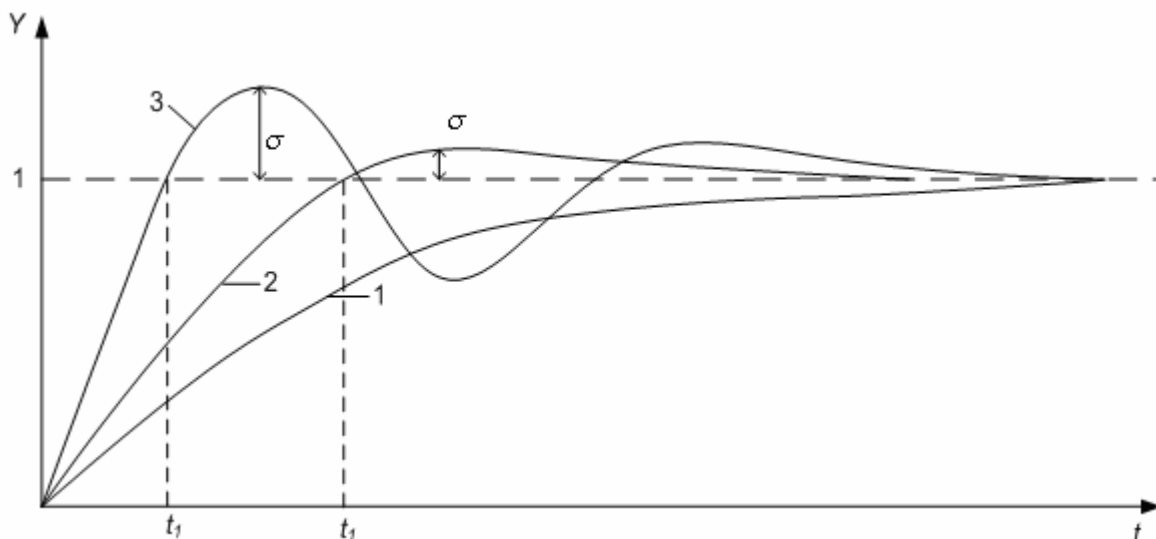


Рис. 6.2

Такой процесс является компромиссным между процессом более быстрым, но с большим перерегулированием (процесс 3) и процессом без перерегулирования, но более медленным (процесс 1). Для получения переходных

процессов, изображенных на рис. 6.2, передаточная функция разомкнутого контура должна иметь вид

$$K(p) = \frac{1}{\alpha T p (T p + 1)}, \quad (6.1)$$

а замкнутый контур будет описываться передаточной функцией колебательного звена

$$\Phi(p) = \frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}. \quad (6.2)$$

В зависимости от величины α (коэффициента затухания ξ) можно получить процессы вида 1, 2 и 3.

Структурная схема контура изображена на рис. 6.3.

На рисунке $K_{\text{пр}}(p)$ – передаточная функция объекта с регулятором.

$k_{\text{ос}}$ – коэффициент передачи датчика обратной связи (тока, скорости, положения).

Передаточная функция разомкнутого контура

$$K(p) = K_{\text{пр}}(p) \cdot k_{\text{ос}} = \frac{1}{\alpha T p (T p + 1)},$$

а передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi(p) = \frac{\frac{1}{k_{\text{ос}}} K(p)}{1 + K(p)} = \frac{\frac{1}{k_{\text{ос}}}}{\alpha T^2 p^2 + \alpha T p + 1},$$

соответствует колебательному звену с постоянной времени $T_{\text{э}} = T\sqrt{\alpha}$,

$$\xi = \frac{\alpha T}{2T_{\text{э}}} = \frac{\sqrt{\alpha}}{2}.$$

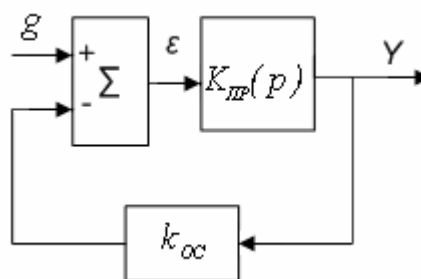


Рис. 6.3

При $\alpha = 4$ $\xi = 1$ получим процесс вида 1.

При $\alpha = 2$ $\xi = \sqrt{2}/2 = 0,707$ – процесс вида 2 с временем первого сгласования $t_1 = 4,7T$ $\sigma = 4,3\%$.

При $\alpha = 1$ $\xi = 0,5$ – процесс колебательный типа 3.

Для получения технически оптимального переходного процесса характеристическое уравнение замкнутого контура должно иметь вид

$$2Tp(Tp + 1) + 1 = 0, \quad (6.3)$$

т.е. соответствовать колебательному звену с коэффициентом затухания $\xi = 0,707$.

Если рассчитываемый контур описывается уравнением выше второго порядка, то для получения технически оптимального переходного процесса, его коэффициенты должны иметь следующие соотношения:

$$\begin{aligned} n = 3 \quad & 4Tp(2Tp(Tp + 1) + 1) + 1 = 0, \\ n = 4 \quad & 8Tp(4Tp(2Tp(Tp + 1) + 1) + 1) + 1 = 0. \end{aligned} \quad (6.4)$$

При таком соотношении коэффициентов характер переходного процесса, как указывается в [13], будет определяться вырожденным уравнением второго порядка, соответствующим колебательному звену с коэффициентом затухания $\xi = 0,707$, приведенным в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Порядок уравнения	Характеристическое уравнение	Вырожденное уравнение	t_1	$\sigma\%$
2	$2Tp(Tp + 1) + 1 = 0$	$2Tp(Tp + 1) + 1 = 0$	$4,7T$	4,3
3	$4Tp(2Tp(Tp + 1) + 1) + 1 = 0$	$4Tp(2Tp + 1) + 1 = 0$	$7,6T$	8
4	$8Tp(4Tp(2Tp(Tp + 1) + 1) + 1) + 1 = 0$	$8Tp(4Tp + 1) + 1 = 0$	$14,4T$	6,2

При расчете электропривода на «технический оптимум» расчет начинают с внутреннего (токового) контура. Закон регулирования и параметры настройки регуляторов выбирают такими, чтобы замкнутый контур сводился к эквиваленту колебательного звена с коэффициентом затухания $\xi = 0,707$.

6.2.1. Расчет токового контура на технический оптимум. Структурная схема привода с регуляторами тока, скорости и положения изображена на рис. 6.4. На структурной схеме двигатель представлен структурной схемой с обратной связью по ЭДС. $K_{PT}(p), K_{PC}(p), K_{PI}(p)$ – передаточные функции регуляторов, законы регулирования которых и параметры их настройки необ-

ходимо определить. $K_{дт}, K_{дс}, K_{дп}$ – коэффициенты передачи датчиков тока, скорости и положения.

Расчет начинается с внутреннего токового контура. Для упрощения расчета, чтобы избавиться от перекрестной обратной связи, полагают, что $C_E = 0$, т.е. пренебрегают обратной связью по ЭДС двигателя. Такое предположение допустимо, если за время переходного процесса в таком контуре скорость вращения двигателя изменится незначительно. В [13] указывается, что это допустимо, если $T_M > 2T_{я}$ и $T_M \gg T_v$, где T_M – электромеханическая постоянная времени двигателя.

Расчетная структурная схема токового контура при этом примет вид изображенный на рис. 6.5.

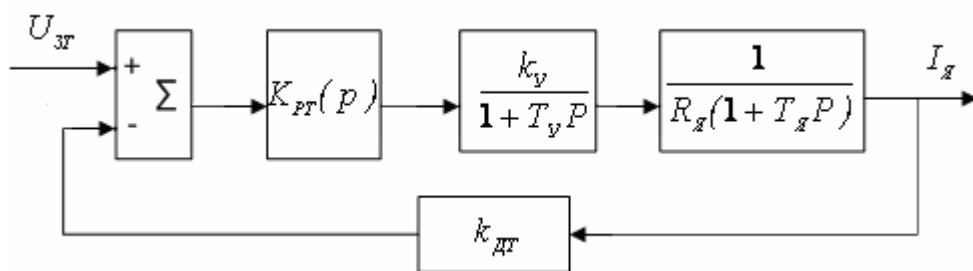


Рис. 6.5

Передаточная функция разомкнутого токового контура

$$K_T(p) = K_{PT}(p) \cdot \frac{k_v}{(1 + T_v p)} \cdot \frac{1}{R_я(1 + T_я p)} \cdot k_{дт}. \quad (6.5)$$

Для получения передаточной функции, обеспечивающей технически оптимальный переходной процесс, желаемая передаточная функция разомкнутого контура должна иметь вид

$$K_{ж}(p) = \frac{1}{2Tp(Tp + 1)}. \quad (6.6)$$

Для получения такой передаточной функции в таковой контур необходимо ввести интегратор и компенсировать одну инерционность, что можно осуществить ПИ–регулятором

$$K_{PT}(p) = \frac{k_{PT}(1 + T_{PT}P)}{T_{PT}P}. \quad (6.7)$$

Параметры настройки регулятора T_{pT} и k_{pT} выбираются из условия компенсации большей постоянной времени $T_{pT} = T_y$, так как время переходного процесса будет определяться некомпенсированной (меньшей) постоянной времени. Коэффициент передачи регулятора тока k_{pT} рассчитывается из условия равенства коэффициента передачи контура желаемому

$$\frac{k_{pT} k_y k_{дТ}}{T_{pT} R_y} = \frac{1}{2T_y},$$

откуда
$$k_{pT} = \frac{T_{pT} R_y}{k_y k_{дТ} 2T_y}. \quad (6.8)$$

При таких параметрах настройки передаточная функция замкнутого токового контура будет эквивалентна колебательному звену коэффициентом затухания $\xi = 0,707$.

$$\Phi_T(p) = \frac{\frac{1}{k_{дТ}} K_T(p)}{1 + K_T(p)} = \frac{\frac{1}{k_{дТ}}}{2T_y^2 P^2 + 2T_y P + 1} = \frac{\frac{1}{k_{дТ}}}{T_T^2 P^2 + 2\xi T_T P + 1}, \quad (6.9)$$

где $T_T = T_y \sqrt{2}$, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$.

В дальнейших расчетах при расчете скоростного контура, чтобы свести его к эквиваленту колебательного звена, передаточную функцию замкнутого токового контура аппроксимируют инерционным звеном первого порядка, т.е. пренебрегают старшей степенью P в выражении (6.9)

$$\Phi_T(p) \approx \frac{1}{2T_y P + 1} \cdot \frac{k_{дТ}}{k_{дТ}}. \quad (6.10)$$

6.2.2. Расчет скоростного контура на технический оптимум. Структурная схема скоростного контура приведена на рис. 6.6.

Передаточная функция разомкнутого скоростного контура

$$K_C(p) = K_{pC}(p) \cdot \frac{1}{2T_y P + 1} \cdot \frac{C_M k_{дC}}{JP}. \quad (6.11)$$

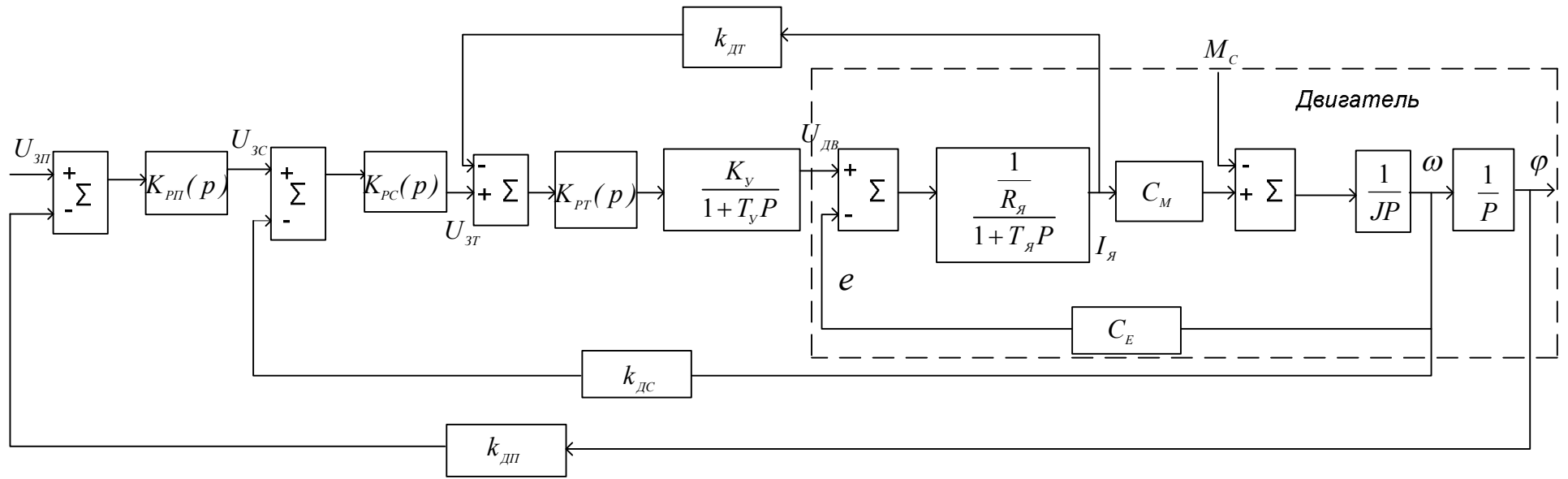


Рис. 6.4. Структурная схема электропривода

Так как в $K_c(p)$ имеется интегратор и инерционное звено, то для получения желаемой передаточной функции (6.6) можно использовать П-регулятор $K_{PC}(p) = k_{PC}$.

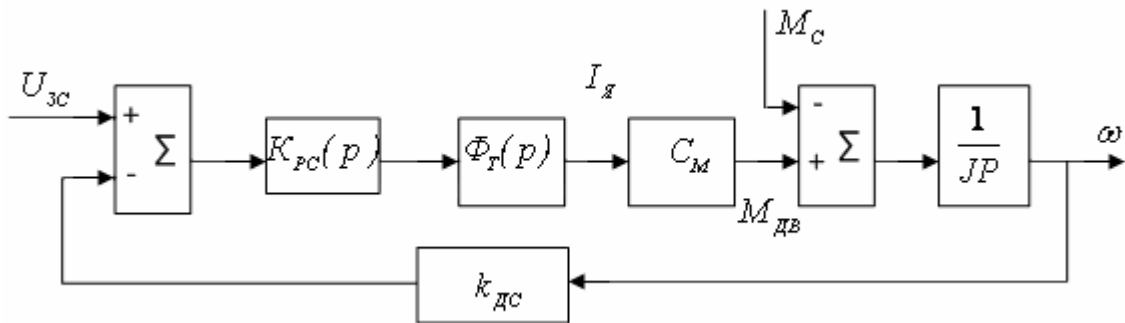


Рис. 6.6

Коэффициент передачи регулятора определим, приравнявая $K_c(p)$ к желаемой

$$K_c(p) = \frac{k_{PC} C_M k_{ДС}}{k_{ДТ} J P (2T_v P + 1)} = \frac{1}{4T_v P (2T_v P + 1)}, \quad (6.12)$$

откуда

$$k_{PC} = \frac{k_{ДТ} J}{4T_v C_M k_{ДС}} = \frac{k_{ДТ} C_E T_M}{k_{ДС} R_я 4T_v}. \quad (6.13)$$

Передаточная функция замкнутого скоростного контура

$$\Phi_c(p) = \frac{\frac{1}{k_{ДС}} K_c(p)}{1 + K_c(p)} = \frac{\frac{1}{k_{ДС}}}{8T_v^2 P^2 + 4T_v P + 1}. \quad (6.14)$$

эквивалентна колебательному звену с постоянной времени $T_c = 2\sqrt{2}T_v$ и коэффициентом затухания $\zeta = 0,707$.

В дальнейших расчетах при расчете позиционного контура, скоростной контур описывают передаточной функцией инерционного звена первого порядка

$$\Phi_c(p) \approx \frac{1}{4T_v P + 1}, \quad (6.15)$$

пренебрегая слагаемым $8T_v^2 P^2$ в (6.14).

Следует отметить, что требуемый коэффициент передачи регулятора скорости зависит от момента инерции нагрузки и, в случае изменения последнего в процессе работы привода, для сохранения настройки на технический оптимум требуется подстройка коэффициент передачи регулятора.

Скоростной контур с П-регулятором скорости, обладаая астатизмом первого порядка по задающему сигналу $U_{зс}$, является статическим по возмущению M_c . Это значит, что в установившемся режиме работы скорость привода будет отличаться от заданной. Установившаяся скорость привода может быть определена исходя из условия, что в установившемся режиме сигнал задания на входе ПИ-регулятора тока должен быть равен нулю.

$$(U_{зс} - \omega \cdot k_{дс})k_{рс} - Ik_{дт} = 0.$$

откуда

$$\omega = \frac{U_{зс}}{k_{дс}} - \frac{k_{дт}}{k_{дс}k_{рс}} I \quad \omega_{зад} - \frac{k_{дт}}{k_{дс}k_{рс}C_M} M.$$

Подставив в это выражение $k_{рс}$ из (6.13) получим

$$\omega = \omega_{зад} - \beta \frac{4T_y}{T_M} M. \quad (6.16)$$

Из (6.16) видно, что точность поддержания скорости в замкнутом приводе будет выше, чем в разомкнутом, если $T_M > 4T_y$.

Для повышения точности скоростного контура применяют ПИ-регулятор скорости, который обеспечивает астатизм по возмущению. Параметры его настройки рассчитывают на «симметричный оптимум», обеспечивающий симметрию ЛАХ скоростного контура относительно частоты среза.

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости

$$K_{рс}(p) = \frac{k_{рс}(1 + T_{рс}P)}{T_{рс}P}.$$

Коэффициент передачи регулятора выбирают как и у П-регулятора по выражению (6.13), а постоянную времени изодрома берут равной $8T_y$.

ЛАХ скоростного контура, настроенного на симметричный оптимум, изображена на рис. 6.7.

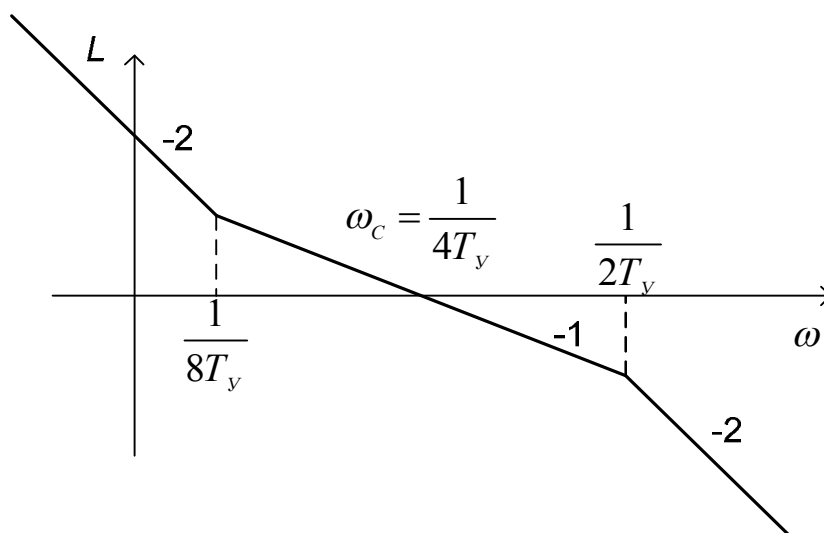


Рис. 6.7

Передаточная функция разомкнутого скоростного контура

$$K_c(p) \frac{1 + 8T_v P}{8T_v P \cdot 4T_v P (2T_v P + 1)} = \frac{1 + 8T_v P}{64T_v^3 P^3 + 32T_v^2 P^2}. \quad (6.17)$$

Передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi_c(p) = \frac{\frac{1}{k_{дс}} K_c(p)}{K_c(p)} = \frac{\frac{1}{k_{дс}} (1 + 8T_v P)}{64T_v^3 P^3 + 32T_v^2 P^2 + 8T_v P + 1}. \quad (6.18)$$

Наличие форсирующего звена $(1 + 8T_v P)$ в числителе (6.18) и малая протяженность среднечастотной части ЛАХ (рис. 6.7), составляющая 0,6 декады, приводят к колебательности этого контура. Величина перерегулирования на ступенчатое задание скорости превышает 45%. Для уменьшения перерегулирования при настройке на симметричный оптимум рекомендуется устанавливать задатчик интенсивности с передаточной функцией

$$K_{зи}(p) = \frac{1}{1 + 8T_v P},$$

в цепи задания скоростного контура.

Структурная схема скоростного контура с задатчиком интенсивности изображена на рис. 6.8.

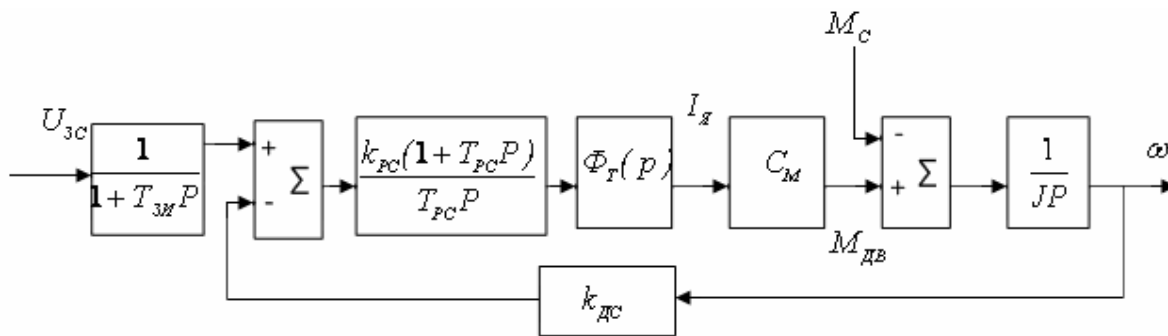


Рис. 6.8

Задатчик интенсивности компенсирует форсировку в скоростном контуре. При этом $\Phi_c(p)$ примет вид

$$\Phi_c(p) = \frac{1}{k_{дс} (64T_v^3 P^3 + 32T_v^2 P^2 + 8T_v P + 1)}. \quad (6.19)$$

Если пренебречь старшим слагаемым $64T_v^3 p^3$, то получим колебательное звено с постоянной времени $T_c = 4\sqrt{2}T_v$ и коэффициентом затухания $\zeta = 0,707$.

Для уменьшения перерегулирования в скоростном контуре, настроенном на симметричный оптимум в [15] предлагается вместо задатчика интенсивности использовать обратную связь по ускорению с передаточной функцией

$$K_{ос}(p) = \frac{4T_v P}{2T_v P + 1}, \quad (6.20)$$

включенную параллельно датчику скорости.

Структурная схема скоростного контура с обратной связью по ускорению изображена на рис. 6.9.

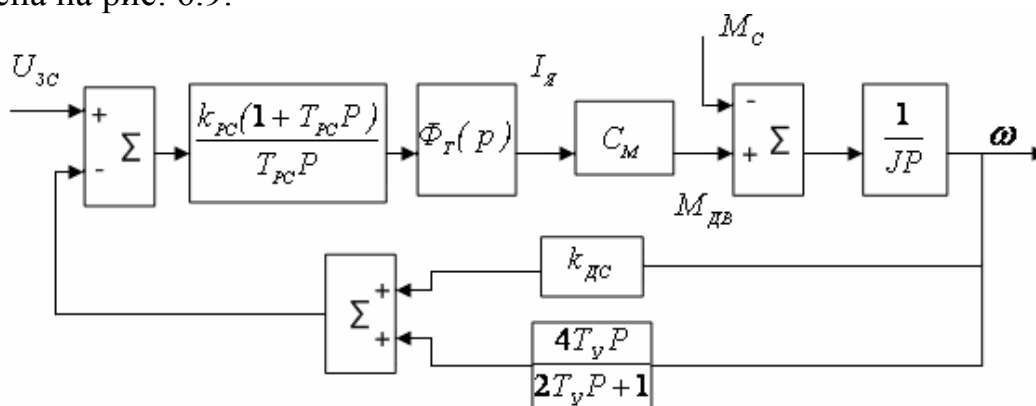


Рис. 6.9

В дальнейших расчетах при расчете позиционного контура замкнутый скоростной контур описывают передаточной функцией инерционного звена первого порядка, пренебрегая двумя старшими слагаемыми в знаменателе выражения (6.19).

6.2.3. Расчет позиционного контура на технический оптимум. Расчет контура ведется аналогично расчету внутренних (токового и скоростного) контуров.

Структурная схема позиционного контура представлена на рис. 6.10.

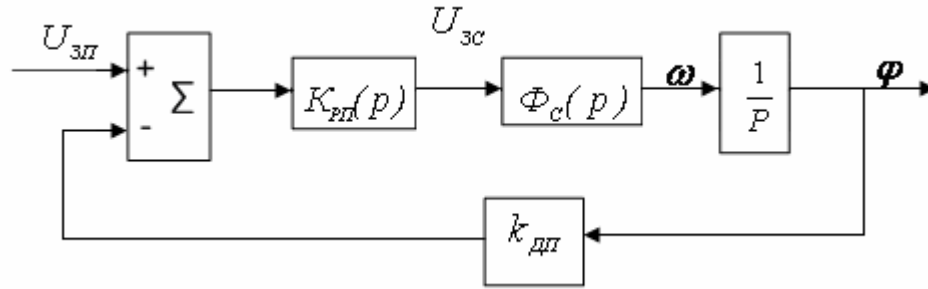


Рис. 6.10

Для того чтобы свести позиционный контур к эквиваленту колебательно-инерционного звена замкнутый скоростной контур описывают передаточной функцией инерционного звена первого порядка.

$$\Phi_c(p) = \frac{1}{k_{ДС}} \approx \frac{1}{4T_v P + 1} \quad (6.21)$$

при использовании П-регулятора скорости, настроенном на технический оптимум, или

$$\Phi_c(p) = \frac{1}{k_{ДС}} \approx \frac{1}{8T_v P + 1}, \quad (6.22)$$

при ПИ-регуляторе скорости с задатчиком интенсивности, настроенном на симметричный оптимум.

При такой аппроксимации скоростного контура для получения желаемой передаточной функции вида (6.6) в позиционном контуре можно использовать П-регулятор $K_{ПИ}(p) = k_{ПИ}$.

Передаточная функция разомкнутого позиционного контура

$$K_{П}(p) = k_{ПИ} \cdot \Phi_c(p) \frac{k_{ДП}}{P} \quad (6.23)$$

Подставив сюда $\Phi_C(p)$ из (6.21) или (6.22) получим

$$k_{PI} = \frac{k_{ДС}}{k_{ДИ} 8T_y},$$

при П–регуляторе скорости, и

$$k_{PI} = \frac{k_{ДС}}{k_{ДИ} 16T_y}, \quad (6.24)$$

при ПИ–регуляторе скорости с задатчиком интенсивности.

Методика расчета на технический оптимум достаточно проста и наглядна, однако ей присущи существенные недостатки.

1. В расчетах используется упрощенная математическая модель двигателя (пренебрегается внутренней обратной связью по скорости – $C_E = 0$), при этом якорная цепь двигателя описывается передаточной функцией инерционного звена

$$K(p) = \frac{I_y(p)}{U(p)} = \frac{1}{R_y(1 + T_y P)}. \quad (6.25)$$

2. Законы регулирования и параметры настройки регуляторов выбираются такими, чтобы замкнутый контур был эквивалентен колебательному звену с коэффициентом затухания $\zeta = 0,707$, а при расчете следующего, внешнего контура, это колебательное звено заменяется инерционным звеном первого порядка (понижается порядок характеристического уравнения отбрасыванием старшего слагаемого).

3. В процессе расчетов добиваются локальных технических оптимумов для каждого контура в отдельности, которые не обеспечивают глобального оптимума для привода в целом.

6.3. Расчет электропривода методом типовых нормированных уравнений

6.3.1. Нормированные уравнения и их свойства. Этот метод базируется на способе нормирования уравнений, предложенном Вышнеградским, для систем третьего порядка.

Нормирование уравнения приводит к новому уравнению того же порядка, у которого коэффициент при старшей степени и свободный член равны единице.

Пусть характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид

$$p^N + A_{N-1}p^{N-1} + A_{N-2}p^{N-2} + \dots + A_1p + A_0 = 0. \quad (6.26)$$

Заменим переменную p на новую $\omega_H \cdot x$, где x новая нормированная переменная, ω_H – коэффициент нормирования (число), $\omega_H^N x^N + A_{N-1} \omega_H^{N-1} x^{N-1} + A_{N-2} \omega_H^{N-2} x^{N-2} + \dots + A_1 \omega_H x + A_0 = 0$.

Разделив на ω_H^N , получим

$$x^N + \frac{A_{N-1}}{\omega_H} x^{N-1} + \frac{A_{N-2}}{\omega_H^2} x^{N-2} + \dots + \frac{A_1}{\omega_H^{N-1}} x + \frac{A_0}{\omega_H^N} = 0.$$

Выбрав коэффициент нормирования таким $\omega_H = \sqrt[N]{A_0}$, чтобы свободный член стал равным единице, получим нормированное уравнение

$$x^N + a_{N-1} x^{N-1} + a_{N-2} x^{N-2} + \dots + a_1 x + 1 = 0, \quad (6.27)$$

коэффициенты которого a_i связаны с коэффициентами исходного ненормированного уравнения A_i соотношениями

$$a_{N-1} = \frac{A_{N-1}}{\omega_H}; \quad a_{N-2} = \frac{A_{N-2}}{\omega_H^2}; \dots \quad a_1 = \frac{A_1}{\omega_H^{N-1}}; \quad a_0 = \frac{A_0}{\omega_H^N}. \quad (6.28)$$

Получили нормированное уравнение, коэффициенты которого a_i связаны с коэффициентами исходного ненормированного уравнения A_i соотношениями (6.28).

Используя соотношения (6.28) исходное ненормированное уравнение можно записать через коэффициенты нормированного уравнения a_i и коэффициент нормирования

$$p^N + a_{N-1} \omega_H p^{N-1} + a_{N-2} \omega_H^2 p^{N-2} + \dots + a_1 \omega_H^{N-1} p + \omega_H^N = 0 \quad (6.29)$$

Нормирование уравнений имеет ряд важных особенностей, основными из которых являются:

1. Величины коэффициентов уравнения, описывающего переходный процесс, остаются одинаковыми для ненормированного и нормированного уравнений, если значения производных будут нормированы.

2. Общий вид переходного процесса и его ординаты остаются одинаковыми для ненормированного и нормированного уравнения. Они зависят от расположения корней (соотношения элементов корней), а не от их абсолютных значений.

3. Абсциссы переходных процессов претерпевают изменение масштаба времени в соответствии с выражением

$$t_N = \omega_H t. \quad (6.30)$$

4. Нормированные коэффициенты a_i определяются по нормированным корням уравнения x_i в соответствии с уравнениями Виета

$$\begin{aligned} a_{N-1} &= -\sum_{i=1}^n x_i \\ a_{N-2} &= \sum x_i x_j \\ a_{N-3} &= -\sum x_i x_j x_k \\ a_0 &= (-1)^k \prod x_i = 1 \end{aligned} \quad (6.31)$$

где k – число корней, входящих в произведение.

5. В нормированных уравнениях произведение всех корней равно единице.

Учитывая указанные особенности нормированных уравнений можно для выбранного соотношения элементов корней (расположения нормированных корней на комплексной плоскости) построить нормированный переходный процесс и по нему определить множество ненормированных переходных процессов, имеющих разные корни; но одинаковое их взаимное расположение.

6.3.2. Типовые нормированные уравнения. В литературе по автоматическому регулированию и управлению разные авторы предлагают различный вид нормированных уравнений, обеспечивающих качество регулирования, близкое оптимальному.

Так, Д. Грехем и Р. Летроп в качестве оптимальных предлагают уравнения, дающие минимум интегральной оценки

$$I = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| t \cdot dt. \quad (6.32)$$

С. Баттерворт в качестве оптимального предлагает нормированное уравнение, корни которого равномерно расположены на полуокружности единичного радиуса. При этом обеспечивается монотонность АЧХ замкнутой системы. В отечественной литературе по электроприводам рекомендуются уравнения, обеспечивающие технический оптимум, рассмотренные ранее.

Наиболее полные таблицы нормированных уравнений от второго до восьмого порядка включительно с указанием качественных показателей переходного процесса приведены в [17].

Из этого множества типовых нормированных уравнений для расчета систем управления электроприводами целесообразно использовать уравнения от второго до шестого порядка, обеспечивающие процессы без перерегулирования или с $\sigma \leq 5\%$ и минимальное нормированное время переходного процесса, приведенные в табл. 6.2.

Таблица 6.2

№ пп	Нормированные уравнения	σ %	t_{III}	$\dot{\varepsilon}$ %
1	$x^2 + 1,786x + 1$	0	4,0	45
2*	$x^2 + 1,4x + 1$	4,5	2,8	45
3	$x^3 + 1,76x^2 + 2,32x + 1$	0	4,0	38
4*	$x^3 + 1,75x^2 + 2,15x + 1$	3,0	3,6	31
5	$x^4 + 3,37x^3 + 4,95x^2 + 3,58x + 1$	0	5,6	20
6*	$x^4 + 2,1x^3 + 3,4x^2 + 2,7x + 1$	10,2	4,7	33
7	$x^5 + 4,04x^4 + 8,03x^3 + 8,07x^2 + 4,43x + 1$	0	5,9	29
8*	$x^5 + 2,8x^4 + 5,1x^3 + 5,5x^2 + 3,4x + 1$	6,0	5,2	33
9	$x^6 + 4,07x^5 + 8,75x^4 + 11,4x^3 + 9,4x^2 + 4,61x + 1$	0	7,4	27
10*	$x^6 + 3,25x^5 + 6,6x^4 + 8,6x^3 + 7,45x^2 + 3,95x + 1$	3	5,4	32

*– Уравнения, обеспечивающие минимум интегральной оценки $I = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| t \cdot dt$.

Действительное значение максимальной скорости отработки определяется

выражением $\dot{\varepsilon}_{\text{max}} = \dot{\varepsilon}_0 \cdot \omega_H \frac{\dot{\varepsilon}_{\text{max}} \%}{100}$.

Располагая таблицами нормированных уравнений и соответствующих им качественных показателей переходного процесса, расчет систем может быть произведен в такой последовательности:

1. Составляется структурная схема исходной системы и определяется ее характеристическое уравнение.

2. По таблицам выбирается типовое нормированное уравнение того же порядка, удовлетворяющее требуемым качественным показателям.

3. Определяется коэффициент нормирования по одному из выражений

$$\omega_H \geq \frac{t_{\text{IIIНОРМ}}}{t_{\text{IIIЗД}}} \quad (6.33)$$

$$\omega_H = \frac{A_{N-1}}{a_{N-1}} \quad (6.34)$$

$$\omega_H = \sqrt[N]{A_0}, \quad (6.35)$$

где $t_{\text{ПННОРМ}}$ – нормированное время переходного процесса (из таблиц);

$t_{\text{ПЗБД}}$ – заданное время переходного процесса (из Т.3.);

A_{N-1} , a_{N-1} – коэффициенты исходного ненормированного и нормированного уравнений;

A_0 – свободный член исходного ненормированного уравнения.

Выражение (6.33) обеспечивает получение заданного времени переходного процесса. При выборе коэффициента нормирования по выражению (6.34) не потребуется изменять старший коэффициент исходного ненормированного уравнения, что упростит коррекцию динамики системы.

При вычислении коэффициента нормирования по выражению (6.35) не потребуется изменять свободный член характеристического уравнения, который обычно определяется коэффициентом усиления разомкнутой системы, и может вычисляться из условия обеспечения заданной точности.

4. Вычисляются коэффициенты $A_i^{\text{Ж}}$ желаемого характеристического уравнения. В соответствии с (6.28).

$$A_{N-1}^{\text{Ж}} = a_{N-1} \omega_H; A_{N-2}^{\text{Ж}} = a_{N-2} \omega_H^2; A_{N-3}^{\text{Ж}} = a_{N-3} \omega_H^3 \dots; A_0^{\text{Ж}} = \omega_H^N. \quad (6.36)$$

5. Определяются параметры настройки регуляторов и корректирующие устройства; обеспечивающие получение желаемых коэффициентов характеристического уравнения.

6.3.3. Расчет токового контура. Структурная схема привода приведена на рисунке 6.4. Расчет начинается с внутреннего токового контура. Требуется определить закон регулирования регулятора тока $K_{\text{РТ}}(p)$ и рассчитать параметры его настройки, обеспечивающие заданное качество регулирования тока $I_{\text{Я}}$. Объектом регулирования в данном случае является якорная цепь двигателя. С учетом обратной связи по ЭДС передаточная функция объекта определяется выражением

$$K_3(p) = \frac{I_{\text{Я}}(p)}{U(p)} = \frac{\frac{1}{R_{\text{Я}}} T_{\text{М}} p}{1 + T_{\text{М}} p + T_{\text{Я}} T_{\text{М}} p^2}, \quad (6.37)$$

где $T_{\text{М}} = \frac{J R_{\text{Я}}}{C_{\text{Э}} C_{\text{М}}}$ – электромеханическая постоянная времени двигателя.

В зависимости от соотношения постоянных времени $T_{\text{М}}$ и $T_{\text{Я}}$, знаменатель может быть представлен в виде

$$1 + T_{\text{М}} p + T_{\text{Я}} T_{\text{М}} p^2 = (1 + T_1 p)(1 + T_2 p) \quad \text{при } T_{\text{М}} \geq 4 T_{\text{Я}}, \quad (6.38)$$

$$1 + T_{\text{М}} p + T_{\text{Я}} T_{\text{М}} p^2 = 1 + 2\xi T_{\text{ДВ}} p + T_{\text{ДВ}}^2 p^2 \quad \text{при } T_{\text{М}} < 4 T_{\text{Я}}, \quad (6.39)$$

где $T_{дв} = \sqrt{T_я T_M}$ $\xi = \sqrt{\frac{T_M}{4T_я}}$.

Так как объект является дифференциатором, то для регулирования тока необходимо использовать ПИ-регулятор

$$K_{PT}(p) = \frac{k_{PT}(1 + T_{PT}p)}{T_{PT}p}$$

Структурная схема токового контура с ПИ-регулятором тока изображена на рис. 6.11.

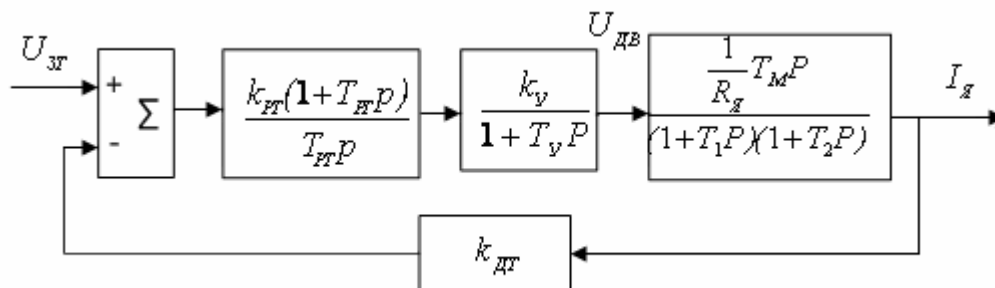


Рис. 6.11

Постоянная времени изодрома регулятора тока T_{PT} выбирается равной большей постоянной времени объекта $T_{PT} = T_1$, если объект описывается характеристическим уравнением (6.38) или $T_{PT} = T_{дв}$ при характеристическом уравнении (6.39).

Передаточная функция разомкнутого токового контура

$$K_T(p) = \frac{k_{PT}(1 + T_{PT}p)}{T_{PT}p} \cdot \frac{k_v}{(1 + T_v p)} \cdot \frac{\frac{1}{R_я} T_M p}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)} \cdot k_{дт} = \frac{k_T}{(1 + T_v p)(1 + T_{дв} p)}, \quad (6.40)$$

где $k_T = \frac{k_{PT} k_v T_M k_{дт}}{T_{PT} R_я}$ – коэффициент передачи токового контура;

$T_{дв}$ – некомпенсированная постоянная времени двигателя;

T_v – постоянная времени усилителя мощности.

Передаточная функция замкнутого токового контура

$$\Phi_T(p) = \frac{\frac{1}{k_{дт}} K_T(p)}{1 + K_T(p)} = \frac{\frac{1}{k_{дт}} \cdot \frac{k_T}{1 + k_T}}{\frac{T_v \cdot T_{дв}}{1 + k_T} p^2 + \frac{T_v + T_{дв}}{1 + k_T} p + 1}. \quad (6.41)$$

Токовый контур представляет собой колебательное звено с коэффициентом передачи $k = \frac{k_T}{k_{дт}(1+k_T)}$, постоянной времени $T_T = \sqrt{\frac{T_y T_{дв}}{1+K_T}}$ и коэффициентом затухания $\xi = \frac{T_T}{2} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_{дв}} \right)$.

Характеристическое уравнение замкнутого токового контура можно записать в виде

$$p^2 + \frac{T_y + T_{дв}}{T_y T_{дв}} p + \frac{1+k_T}{T_y T_{дв}} = 0. \quad (6.42)$$

Для получения заданного качества регулирования в токовом контуре необходимо выбрать типовое нормированное уравнение второго порядка

$$x^2 + a_1 x + 1 = 0. \quad (6.43)$$

Желаемое характеристическое уравнение

$$p^2 + a_1 \omega_H p + \omega_H^2 = 0. \quad (6.44)$$

Приравняв коэффициенты исходного уравнения (6.42) и желаемого (6.44) однозначно определим коэффициент нормирования и коэффициент передачи токового контура

$$\omega_H = \frac{1}{a_1} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_{дв}} \right) \quad 1+k_T = \omega_H^2 T_y T_{дв} \quad , \quad (6.45)$$

откуда определяются параметры настройки регулятора тока

$$T_{РТ} = T_{дв\max} ; \quad k_{РТ} = \frac{k_T T_{РТ} R_{Я}}{k_y k_{дт} T_M}. \quad (6.46)$$

При таких параметрах настройки качество регулирования в токовом контуре будет определяться выбранным типовым нормированным уравнением второго порядка (6.43).

6.3.4. Расчет скоростного контура. Объектом регулирования в скоростном контуре является замкнутый токовый контур с передаточной функцией (6.41) и механическая инерционность двигателя с передаточной функцией $\frac{C_M}{Jp}$. Наличие интегратора делает объект астатическим по задающему сигна-

лу, однако он будет статическим по возмущению M_c . Для регулирования скорости может использоваться П– или ПИ–регулятор.

При установке пропорционального регулятора передаточная функция разомкнутого скоростного контура примет вид

$$K_c(p) = k_{PC} \Phi_T(p) \frac{C_M}{Jp} k_{DC} = \frac{k_c}{p \left(\frac{T_y \cdot T_{ДВ}}{1+k_T} p^2 + \frac{T_y + T_{ДВ}}{1+k_T} p + 1 \right)}, \quad (6.47)$$

где

$$k_c = \frac{k_{PC} k_T C_M k_{DC}}{k_{DT} (1+k_T) J} \quad (6.48)$$

Передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi_c(p) = \frac{\frac{1}{k_{DC}} K_c(p)}{1 + K_c(p)} = \frac{\frac{1}{k_{DC}}}{\frac{T_y \cdot T_{ДВ}}{k_c(1+k_T)} p^3 + \frac{T_y + T_{ДВ}}{k_c(1+k_T)} p^2 + \frac{1}{k_c} p + 1}. \quad (6.49)$$

Характеристическое уравнение скоростного контура можно записать в виде

$$p^3 + \frac{T_y + T_{ДВ}}{T_y \cdot T_{ДВ}} p^2 + \frac{1+k_T}{T_y \cdot T_{ДВ}} p + \frac{k_c(1+k_T)}{T_y \cdot T_{ДВ}} = 0. \quad (6.50)$$

Для получения заданного качества регулирования необходимо выбрать типовое нормированное уравнение третьего порядка

$$x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + 1 = 0. \quad (6.51)$$

Желаемое характеристическое уравнение

$$p^3 + a_2 \omega_H p^2 + a_1 \omega_H^2 p + \omega_H^3 = 0. \quad (6.52)$$

Приравняв коэффициенты исходного и желаемого уравнений, получим выражение для расчета коэффициента нормирования и коэффициентов передачи регуляторов тока и скорости

$$\omega_H = \frac{1}{a_1} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_{ДВ}} \right); \quad 1+k_T = \omega_H^2 T_y T_{ДВ}; \quad k_c = \frac{\omega_H}{a_1}. \quad (6.53)$$

Астатизм по возмущению M_C будет обеспечиваться при установке П-регулятора скорости $K_{PC}(p) = \frac{k_{PC}(1+T_{PC}p)}{T_{PC}p}$. При этом передаточная функция разомкнутого скоростного контура будет

$$K_C(p) = \frac{k_C}{T_{PC}} \cdot \frac{1+T_{PC}p}{p^2 \left(\frac{T_Y \cdot T_{ДВ}}{1+k_T} p^2 + \frac{T_Y + T_{ДВ}}{1+k_T} p + 1 \right)}, \quad (6.54)$$

где k_C определяется выражением (6.48), как и при использовании П-регулятора скорости.

Замкнутый скоростной контур будет описываться передаточной функцией:

$$\Phi_C(p) = \frac{\frac{1}{k_{DC}}(1+T_{PC}p)}{\frac{T_{PC}T_Y \cdot T_{ДВ}}{k_C(1+k_T)} p^4 + \frac{T_{PC}(T_Y + T_{ДВ})}{k_C(1+k_T)} p^3 + \frac{T_{PC}}{k_C} p^2 + T_{PC}p + 1}, \quad (6.55)$$

Характеристическое уравнение может быть записано в виде

$$p^4 + \frac{T_Y + T_{ДВ}}{T_Y \cdot T_{ДВ}} p^3 + \frac{1+k_T}{T_Y \cdot T_{ДВ}} p^2 + \frac{k_C(1+k_T)}{T_Y \cdot T_{ДВ}} p + \frac{k_C(1+k_T)}{T_{PC}T_Y \cdot T_{ДВ}} = 0. \quad (6.56)$$

Для получения заданного качества регулирования необходимо выбрать типовое нормированное уравнение четвертого порядка $x^4 + a_3x^3 + a_2x^2 + a_1x + 1 = 0$.

При этом желаемое характеристическое уравнение будет

$$p^4 + a_3\omega_H p^3 + a_2\omega_H^2 p^2 + a_1\omega_H p + \omega_H^4 = 0. \quad (6.57)$$

Приравняв коэффициенты исходного (6.56) и желаемого (6.57) уравнений получим выражения для расчета коэффициента нормирования и параметров настройки регуляторов тока и скорости

$$\omega_H = \frac{1}{a_3} \left(\frac{1}{T_Y} + \frac{1}{T_{ДВ}} \right); \quad 1+k_T = a_2\omega_H^2 T_Y T_{ДВ}; \quad k_C = \frac{a_1}{a_2} \omega_H; \quad T_{PC} = \frac{a_1}{\omega_H}. \quad (6.58)$$

Следует отметить, что наличие форсирующего звена с передаточной функцией

$$K_\phi(p) = 1 + T_{PC}p. \quad (6.59)$$

в числителе $\Phi_c(p)$ (6.55) приводит к большому перерегулированию (~40%) при ступенчатом изменении сигнала задания скорости. Для уменьшения перерегулирования рекомендуется в цепи задания скорости устанавливать задатчик интенсивности, представляющий собой инерционное звено с постоянной времени, равной постоянной времени форсировки (как и при расчете на симметричный оптимум).

При этом передаточная функция замкнутого скоростного контура будет описываться выражением

$$\Phi_c(p) = \frac{\frac{1}{k_{ДС}}}{\frac{T_{PC} T_V \cdot T_{ДВ}}{k_C(1+k_T)} p^4 + \frac{T_{PC}(T_V + T_{ДВ})}{k_C(1+k_T)} p^3 + \frac{T_{PC}}{k_C} p^2 + T_{PC} p + 1}, \quad (6.60)$$

а вычисленные по выражениям (6.58) параметры настройки регуляторов обеспечат качество регулирования, соответствующие выбранному типовому нормированному уравнению.

6.3.5. Расчет позиционного контура. Объектом регулирования в позиционном контуре является замкнутой скоростной контур и интегратор, преобразующий частоту вращения двигателя $\omega_{ДВ}$ в угол поворота $\varphi_{ДВ}$.

Передаточная функция разомкнутого контура

$$K_{П}(p) = K_{рп}(p) \cdot \Phi_c(p) \cdot \frac{1}{P} k_{ДП},$$

где в зависимости от закона регулирования регулятора скорости $\Phi_c(p)$ описывается выражением (6.49) или (6.60).

При использовании ПИ-регуляторов тока и скорости можно использовать П-регулятор положения. При этом привод будет обладать астатизмом, как по задающему сигналу $U_{ЗП}$, так и по возмущению M_C . При использовании П-регулятора скорости, для получения астатизма по возмущению, в позиционном контуре необходимо использовать ПИ-регулятор.

Рассмотрим расчет параметров настройки регуляторов при различных законах регулирования в контурах скорости и положения.

1. ПИ-регулятор скорости с задатчиком интенсивности и П-регулятор положения

Передаточная функция разомкнутого контура положения в этом случае будет описываться выражением

$$K_{П}(p) = k_{рп} \frac{\frac{1}{k_{ДС}}}{\left(\frac{T_{PC} T_V T_{ДВ}}{k_C(1+k_T)} p^4 + \frac{T_{PC}(T_V + T_{ДВ})}{k_C(1+k_T)} p^3 + \frac{T_{PC}}{k_C} p^2 + T_{PC} p + 1 \right)} \cdot \frac{k_{ДП}}{P}.$$

Передаточная функция замкнутого контура положения

$$\Phi_{\Pi}(p) = \frac{1/k_{ДП}}{\frac{T_{PC}T_{\nu}T_{ДВ}}{k_{\Pi}k_C(1+k_T)}P^5 + \frac{T_{PC}(T_{\nu}+T_{ДВ})}{k_{\Pi}k_C(1+k_T)}P^4 + \frac{T_{PC}}{k_{\Pi}k_C}P^3 + \frac{T_{PC}}{k_{\Pi}}P^2 + \frac{1}{k_{\Pi}}P + 1}, \quad (6.61)$$

где $k_{\Pi} = \frac{k_{РП} \cdot k_{ДП}}{k_{ДС}}$.

Характеристическое уравнение можно записать в виде

$$P^5 + \frac{T_{\nu}+T_{ДВ}}{T_{\nu}T_{ДВ}}P^4 + \frac{1+k_T}{T_{\nu}T_{ДВ}}P^3 + \frac{k_C(1+k_T)}{T_{\nu}T_{ДВ}}P^2 + \frac{k_C(1+k_T)}{T_{PC}T_{\nu}T_{ДВ}}P + \frac{k_{\Pi}k_C(1+k_T)}{T_{PC}T_{\nu}T_{ДВ}} = 0. \quad (6.62)$$

Типовое нормированное уравнение также должно быть пятого порядка

$$x^5 + a_4x^4 + a_3x^3 + a_2x^2 + a_1x + 1 = 0.$$

Желаемое характеристическое уравнение

$$p^5 + a_4\omega_H p^4 + a_3\omega_H^2 p^3 + a_2\omega_H^3 p^2 + a_1\omega_H^4 p + \omega_H^5 = 0. \quad (6.63)$$

Приравняв коэффициенты уравнений (6.62) и (6.63) получим расчетные соотношения для определения параметров настройки регуляторов.

$$\omega_H = \frac{1}{a_4} \left(\frac{1}{T_{\nu}} + \frac{1}{T_{ДВ}} \right); \quad 1+k_T = \frac{a_3\omega_H^2 T_{\nu} T_{ДВ}}{k_C}; \quad k_C = \frac{a_2}{a_3} \omega_H; \quad T_{PC} = \frac{a_2}{a_1 \omega_H}; \quad k_{\Pi} = \frac{\omega_H}{a_1}. \quad (6.64)$$

2. П–регулятор скорости и ПИ–регулятор положения.

Передаточная функция разомкнутого контура положения:

$$K_{\Pi}(p) = \frac{k_{РП}(1+T_{РП}P)}{T_{РП}P} \cdot \frac{1/k_{ДС}}{\frac{T_{\nu}T_{ДВ}}{k_C(1+k_T)}P^3 + \frac{T_{\nu}+T_{ДВ}}{k_C(1+k_T)}P^2 + \frac{1}{k_C}P + 1} \cdot \frac{k_{ДП}}{P}.$$

Передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi_{\Pi}(p) = \frac{\frac{1}{k_{ДП}}(1+T_{РП}P)}{\frac{T_{РП}T_{\nu}T_{ДВ}}{k_{\Pi}k_C(1+k_T)}P^5 + \frac{T_{РП}(T_{\nu}+T_{ДВ})}{k_{\Pi}k_C(1+k_T)}P^4 + \frac{T_{РП}}{k_{\Pi}k_C}P^3 + \frac{T_{РП}}{k_{\Pi}}P^2 + \frac{1}{k_{\Pi}}P + 1}. \quad (6.65)$$

Представив характеристическое уравнение в виде

$$P^5 + \frac{T_y + T_{дв}}{T_y T_{дв}} P^4 + \frac{1 + k_T}{T_y T_{дв}} P^3 + \frac{k_{п} k_c (1 + K_T)}{T_y T_{дв}} P^2 + \frac{k_c (1 + K_T)}{T_y T_{дв}} P + \frac{k_{п} k_c (1 + k_T)}{T_{рп} T_y T_{дв}} = 0, \quad (6.66)$$

и сравнив его коэффициенты с коэффициентами желаемого уравнения (6.63) получим выражения для расчета параметров настройки регуляторов.

$$\omega_H = \frac{1}{a_4} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_{дв}} \right); \quad 1 + k_T = a_3 \omega_H^2 T_y T_{дв}; \quad k_C = \frac{a_2}{a_3} \omega_H; \quad k_{п} = \frac{a_1}{a_2} \omega_H; \quad T_{рп} = \frac{a_1}{\omega_H}. \quad (6.67)$$

Наличие форсирующего звена с передаточной функцией $1 + T_{рп} P$ в числителе (6.65) приводит к большому перерегулированию при отработке ступенчатого задания положения, как и в скоростном контуре с ПИ–регулятором скорости. Для уменьшения перерегулирования в этом случае также можно использовать задатчик интенсивности в цепи задания положения, компенсирующий форсировку.

Анализ выражений для расчета параметров настройки регуляторов (6.46), (6.53), (6.58), (6.64), (6.67) показывает, что для оптимальной настройки внешнего контура настройка внутренних контуров, в отличие от расчета на технический оптимум, должна отличаться от оптимальной. Так при расчете позиционного контура согласно (6.64)

$$1 + k_T = a_3 \omega_H^2 T_y T_{дв}, \quad k_C = \frac{a_2}{a_3} \omega_H, \quad T_{рп} = \frac{a_2}{a_1 \omega_H},$$

где коэффициенты a_1, a_2, a_3 соответствуют нормированному уравнению четвертого порядка, тогда как при расчете скоростного контура согласно (6.58)

$$1 + k_T = a_2 \omega_H^2 T_y T_{дв}, \quad k_C = \frac{a_1}{a_2} \omega_H, \quad T_{рп} = \frac{a_1}{\omega_H},$$

где коэффициенты a_1 и a_2 соответствуют нормированному уравнению третьего порядка. А при расчете токового контура $1 + k_T = \omega_H^2 T_y T_{дв}$.

При этом коэффициент нормирования ω_H для разных контуров также будет различным.

Для удобства практического использования основные соотношения для расчета параметров настройки регуляторов методом типовых нормированных уравнений сведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

№ п/п	Передаточные функции регуляторов			Порядок характ. уравнения	Параметры настройки контуров
	Положения	Скорости	Тока		
1	2	3	4	5	6
1.	0	0	$\frac{k_{PT}(1+T_{PT}p)}{T_{PT}p}$	2	$\omega_H = \frac{1}{a_1} \left(\frac{1}{T_v} + \frac{1}{T_{ДВ}} \right); \quad 1+k_T = \omega_H^2 T_v T_{ДВ};$ $k_{PT} = k_T \frac{T_{PT} \cdot R_{Я}}{k_v T_M k_{ДТ}}; \quad T_{PT} = T_{ДВmax};$
2.	0	k_{PC}	$\frac{k_{PT}(1+T_{PT}p)}{T_{PT}p}$	3	$\omega_H = \frac{1}{a_2} \left(\frac{1}{T_v} + \frac{1}{T_{ДВ}} \right); \quad 1+k_T = a_1 \omega_H^2 T_v T_{ДВ};$ $k_{PC} = k_C \frac{(1+k_T)k_{ДТ}}{k_T K_{ДС} C_M} J_{ОБЩ}; \quad k_C = \frac{\omega_H}{a_1}$

1	2	3	4	5	6
3.	0	$\frac{k_{PC}(1+T_{PC}p)}{T_{PC}p}$	$\frac{k_{PT}(1+T_{PT}p)}{T_{PT}p}$	4	$\omega_H = \frac{1}{a_3} \left(\frac{1}{T_Y} + \frac{1}{T_{DB}} \right); \quad 1+k_T = a_2 \omega_H^2 T_Y T_{DB};$ $T_{PC} = \frac{a_1}{\omega_H}; \quad k_C = \frac{a_1}{a_2} \omega_H; \quad T_{3H} = T_{PC};$
4.	k_{PII}	$\frac{k_{PC}(1+T_{PC}p)}{T_{PC}p}$	$\frac{k_{PT}(1+T_{PT}p)}{T_{PT}p}$	5	$\omega_H = \frac{1}{a_4} \left(\frac{1}{T_Y} + \frac{1}{T_{DB}} \right); \quad 1+k_T = a_3 \omega_H^2 T_Y T_{DB};$ $T_{PC} = \frac{a_2}{a_1 \omega_H}; \quad k_C = \frac{a_2}{a_3} \omega_H; \quad k_{PII} = \frac{\omega_H}{a_1};$
5.	$\frac{k_{PII}(1+T_{PII})}{T_{PII}p}$	k_{PC}	$\frac{k_{PT}(1+T_{PT}p)}{T_{PT}p}$	5	$\omega_H = \frac{1}{a_4} \left(\frac{1}{T_Y} + \frac{1}{T_{DB}} \right); \quad 1+k_T = a_3 \omega_H^2 T_Y T_{DB};$ $k_{PII} = \frac{a_1}{a_2} \omega_H; \quad k_C = \frac{a_2}{a_3} \omega_H; \quad T_{PII} = \frac{a_1}{\omega_H}$

ЛИТЕРАТУРА

1. Салодовников, В. В. и др. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. – М.: Машиностроение, 1985.
2. Основы проектирования следящих систем. / Под ред. Н. А. Лакоты. – М.: Машиностроение, 1978.
3. Расчет автоматических систем. / Под ред. А. В. Фатеева. – М.: Высш. шк., 1973.
4. Горбачев, А. Д. и др. Проектирование и надежность систем автоматики и телемеханики. – Минск: Высш. шк., 1981.
5. Руководство по проектированию систем автоматического управления. / Под ред. В.А. Бесекерского. – М.: Высш. шк., 1983.
6. Бесекерский, В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. – М., 1970.
7. Ахметжанов, А. А., Кочемасов А. В. Следящие системы и регуляторы. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
8. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления / Под ред. В.А. Бесекерского. – М., 1978.
9. Наладка средств автоматизации и автоматических систем регулирования. / Под ред. А. С. Ключева. – М.: Энергоатомиздат, 1989.
10. Промышленные приборы и средства автоматизации. / Под ред. В.В. Черенкова: Справочник. – Л.: Машиностроение, 1987.
11. Домрачев, В. Г. и др. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. – М.: Энергоатомиздат., 1987.
12. Васильев, Д. В. и др. Проектирование и расчет следящих систем. – Л.: Судостроение, 1964.
13. Чиликин, М. Г., Сандлер, А. С. Общий курс электроприводов. – М.: Энергоиздат, 1981.
14. Михайлов, О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов. М.: Машиностроение, 1990.
15. Сафонов, Ю.М. Электроприводы промышленных роботов. М.: Энергоатомиздат, 1990.
16. Красовский, А. Я., Хаджино, М. К. Расчет многоконтурных систем управления электроприводами. – Минск: БГУИР, 1996.
17. Яворский, В. Л. и др. Проектирование инвариантных следящих приводов. – М.: Высш. шк., 1963.
18. Ротач, В. Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. – М.: Энергия 1983.
19. Кишнев, В. В. и др. Технические средства автоматики. – М.: Металлургия, 1981.
20. Штейнбер, Ш. Е. и др. Промышленные автоматические регуляторы. – М.: Энергия, 1973.

21. Синтез позиционных систем программного управления. / Под ред. А. А. Вавилова. – Л.: Машиностроение, 1977.

22. Коровин, Б. Г. и др. Системы программного управления промышленными установками и робототехническими комплексами. – Л.: Энергоатомиздат, 1990.

23. Баканов, М.В. и др. Информационные микромашины следящих и счетно-решающих устройств. – М.: Советское радио, 1977.