МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

Казахский национальный исследовательский технический
университет имени К. И. Сатпаева

М. М. Орынбет

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

для специалистов в области
автоматизация и управления

Рекомендовано Научно-методическим советом
университета в качестве учебного пособия

Алматы 2016

УДК 681.54 (075.8)
ББК 32.965.3я73
О 70

Рецензенты:
Тусеев Т., д-р техн. наук, проф. КазНТУ им. К. И. Сатпаева
Биттеев Ш., д-р техн. наук, проф. КазАТК
Шалкаров А., д-р техн. наук, проф. ГУТиП им. Д. Кунаева

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2016 год.

Орынбет М. М.

О70 Автоматизация и управление техническими системами. Учебное пособие./ М. М. Орынбет– Алматы: КазНИТУ имени К.И. Сатпаева. 2016. –146 с. Ил. 82; Таб. 3. Библиогр. – 9 назв.
ISBN 978-601-228-965-7

В учебном пособии «Автоматизация и управление техническими системами» рассматриваются основные понятия, цели и принципы построения систем автоматизации и управления (САиУ). Приводится классификация САиУ. Рассмотрены функциональные и технические структуры САиУ. Большое внимание уделено математическим моделям базовых элементов САиУ. Рассматриваются основные методы синтеза САиУ, вопросы автоматизации и управления электромеханических приводов.

Данное пособие предназначено для студентов и магистрантов обучающихся по специальности 050702 «Автоматизация и управление». Учебное пособие разработано в соответствии с рабочей учебной программой по курсу «Автоматизация и управления техническими системами» для бакалавриата.

УДК 681.54 (075.8)
ББК 32.965.3я73

ISBN 978-601-228-965-7

© Орынбет М.М., 2016
© КазНИТУ, 2016

ВВЕДЕНИЕ

Одной из главных особенностей современной научно-технической деятельности является системный подход к объектам исследования и проектирования. В соответствии с Государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования учебное пособие разработано с учетом государственных требований к минимуму содержания и уровню подготовки бакалавров по специальности В05070200 «Автоматизация и управление». Бакалавр должен уметь:

– выполнять композицию и декомпозицию технических систем средней сложности с выявлением основных функциональных связей;

– выявлять наиболее существенные физические процессы и закономерности, выбирать и строить адекватные математические модели в процессе анализа технических систем;

– осуществлять системный анализ технологических процессов и производств;

– разрабатывать нестандартные компоненты систем автоматизации, организовывать производство новых программных и технических средств автоматизации;

– анализировать и повышать качество функционирования систем автоматизации технологических процессов и производств;

– использовать математическое моделирование и системы автоматизированного проектирования при создании и совершенствовании программно-технических средств и систем автоматизации;

– самостоятельно принимать решения, вести и разрабатывать техническую документацию.

В соответствии с упомянутым стандартом специальная учебная дисциплина “Автоматизация и управление техническими системами” предполагает ознакомление студентов со следующими вопросами:

– принципами построения систем автоматизации и управления;

– функциональными и техническими структурами систем автоматизации (локальными, иерархическими, централизованными, распределенными);

– одно- и многоконтурными САР и САиУ;

– методами расчета систем автоматизации.

В данном учебном пособии изложены вопросы, изучение которых позволит студентам приобрести знания, необходимые для понимания теоретических и практических задач, возникающих при разработке и эксплуатации электромеханических систем автоматизации и управления.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

Рассмотрим основные классификационные признаки САиУ.

1. По степени автоматизации функций управления:

- системы ручного управления (человек-оператор вырабатывает и реализует стратегию управления);
- системы автоматизированного управления (человеко-машинные САиУ);
- системы автоматического управления (без участия человека).

2. По степени сложности САиУ:

- простые;
- сложные.

3. По степени определенности САиУ:

- детерминированные (вполне определенные); к числу сложных детерминированных систем можно отнести, например, ЭВМ;
- стохастические (вероятностные), в которых можно лишь предсказать вероятность возможного изменения вектора состояния системы; к числу таких систем относятся производственное предприятие, отрасль промышленности и т. п.

Простые САиУ (одно- и многоконтурные), несмотря на их многообразие, можно классифицировать по следующим признакам:

1. По типу обратных связей:

- разомкнутые (без обратных связей);
- замкнутые:
- по вектору состояния (с регулированием по отклонению);
- по вектору возмущающих воздействий (с регулированием по возмущению);
- замкнутые по векторам состояния и возмущающих воздействий (с комбинированным регулированием);

2. По числу и связности каналов управления:

- одно- или многомерные;
- одно- или многосвязные (с автономными или неавтономными каналами управления).

Многомерные, многосвязные системы управления даже простыми объектами при большой размерности вектора управления могут быть отнесены к сложным САиУ;

3. По принципу управления (характеру задач управления):

- системы стабилизации;
- системы программного управления;
- следящие системы и системы воспроизведения движений.

4. По форме математического описания:

- непрерывные (аналоговые);
- дискретные (релейные, импульсные, цифровые);
- дискретно-непрерывные, в т. ч. цифро-аналоговые.

5. По типу регулируемой координаты:

- САР линейной или угловой скорости механизма или соотношения скоростей механических подсистем;
- САР линейного или углового перемещения рабочего органа механизма;
- САР нагрузки на валу механизма;
- САР температуры, давления, расхода и других технологических координат;
- САР натяжения нити, полотна и т. п.

6. По типу силового преобразователя энергии:

- без преобразователя (с непосредственной коммутацией силового привода с промышленными электросетями);
- с электромашинными преобразователями;
- с тиристорными преобразователями;
- с транзисторными преобразователями.

7. По роду источника тока первичных и вторичных преобразователей энергии:

- переменного тока промышленной или повышенной частоты;
- постоянного тока.

8. По типу силового привода:

- электромеханические САР;
- гидравлические САР;
- пневматические САР;
- с комбинированным приводом.

9. По типу регуляторов, применяемых в устройстве управления:

- с параметрически оптимизируемыми регуляторами класса “вход/выход”;
- с параметрически или структурно-параметрически оптимизируемыми регуляторами состояния;
- с комбинированными регуляторами.

10. По типу элементной базы устройства управления:

- на основе операционных усилителей в интегральном исполнении;
- на основе логических (комбинационных и последовательностных) интегральных микросхем малой и средней степени интеграции;
- на основе унифицированных блочных систем регуляторов типа УБСР-АИ, УБСР-ДИ и т. п.;
-на основе микропроцессорных комплектов БИС, микро-ЭВМ, микропроцессорных контроллеров, микропроцессорных комплексов технических средств управления и др.

Сложные САиУ характеризуются рядом черт:

- отсутствием или громоздкостью формального математического описания (поведение космического корабля в этом смысле более определенно, чем поведение муравья);
- большим, подчас не поддающимся количественной оценке, числом параметров объекта управления;
- нестационарностью объекта управления (чем сложнее объект, тем он быстрее меняется);
- сложностью формализации цели управления и (или) противоречивостью целей управления отдельных подсистем;
- высокими требованиями к качеству управления (точности, быстродействию, энергетическим показателям САиУ и т. п.);
- “нетерпимостью” к управлению (проявлением собственной воли) и невоспроиводимостью экспериментов.

Сложные АСУ ТП классифицируют также по функционально-структурным признакам (см. раздел 3).

2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

Введем базовые понятия.

Система – любой объект, который одновременно рассматривается, во-первых, как единое целое, и, во-вторых, как нечто, состоящее из множества связанных составных частей (элементов).

Элементы – части или компоненты системы, условно принятые неделимыми.

Связи – соединения между элементами системы (прямые или косвенные, последовательные или параллельные, алгебраические или дифференциальные, линейные или нелинейные и др.).

Любая система характеризуется структурой, параметрами и состоянием.

Структура – способ организации элементов в систему с помощью установления между ними взаимосвязей.

Параметры – свойства (качества) системы, позволяющие описывать систему и выделять ее из окружающей среды и других систем.

Состояние – совокупность значений параметров системы, существенных с точки зрения решаемой задачи.

Среда – множество элементов и систем за пределами рассматриваемой системы.

Целостность системы проявляется в том, что она определенным образом выделена из среды и обладает свойствами, которыми не обладают составляющие ее элементы.

Математическая модель любой системы может быть представлена в виде графа (рис. 2.1).

Элементы системы представлены вершинами, а связи между ними – дугами. В зависимости от направления различают входные и выходные воздействия (входы и выходы элементов). Свойства элемента характеризуются преобразованием входных воздействий в выходные. Связи между элементами задаются соответствующими уравнениями. Топология графа отражает *структуру системы*.

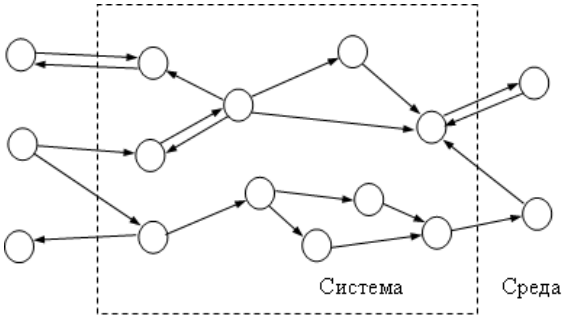


Рис. 2.1. Представление системы в форме графа

Система, имеющая внешнюю среду, называется *открытой*, в противном случае – *изолированной* (концепция изолированности систем используется крайне редко).

Достаточно серьезной является *проблема выделения системы* (объекта исследования или управления) *из среды,* т. к. всегда возникает проблема обоснованности включения тех или иных элементов в систему. Более того, в зависимости от характера решаемой проблемы один и тот же физический объект (например, цех) может быть представлен в виде различных систем (для конструктора, технолога, социолога, экономиста и др. это разные системы).

В информационно-управляющей, вычислительной технике *понятие системы имеет множество смысловых оттенков.* Под системой понимают и совокупность программно-аппаратных (программно-технических) средств, и совокупность только аппаратных компонентов, и совокупность только программных продуктов (например, операционные системы и компиляторы).

Относительность точки зрения на систему проявляется также в том, что одну и ту же совокупность элементов можно рассматривать либо как систему, либо как часть некоторой, более крупной системы. В последнем случае множество элементов крупной системы делят на ряд подмножеств, образующих *подсистемы.* На рис. 2.2 приведен вариант разбиения некоторой системы $S = \{X1, ..., X8\}$, где $X1, ..., X8$ – элементы *1…8* системы, на 3 подсистемы $S1, S2, S3$, т. е. $S = \{S1, S2, S3\}$.

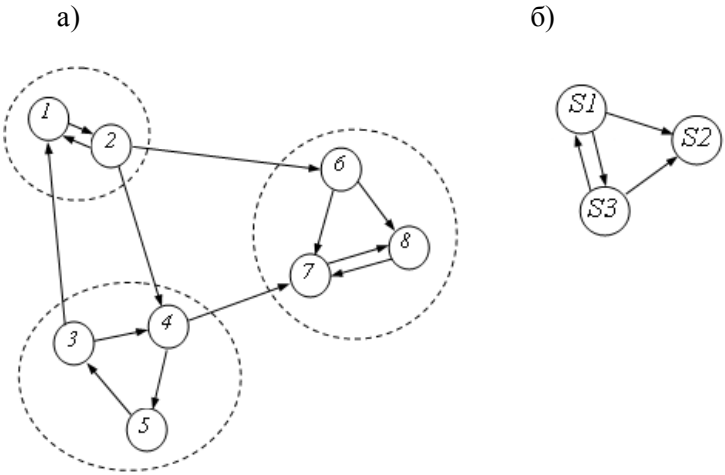


Рис. 2.2. Разбиение системы на подсистемы

Таким образом, каждая система может рассматриваться либо как собственно система, либо как подсистема. В последнем случае вводят понятие *иерархии системы,* т. е. элементами системы *i*-го уровня являются системы (*i* + 1)-го уровня (рис. 2.3).

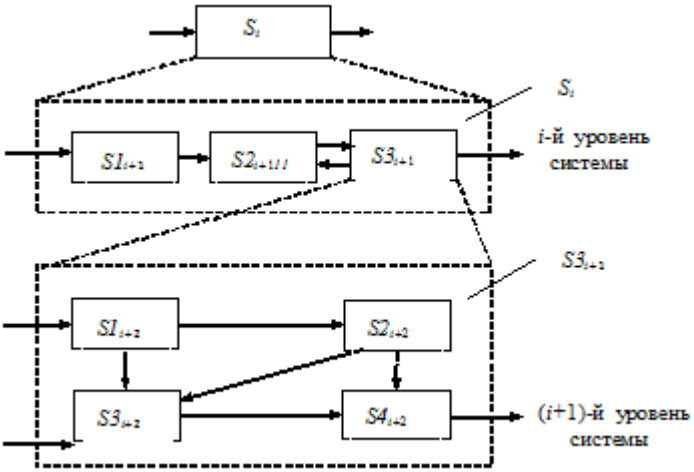


Рис. 2.3. Иерархия подсистем

Процесс формирования той или иной подсистемы называется ее *композицией,* а процесс вычленения ее из подсистемы более высокого уровня – *декомпозицией подсистемы.*

Моделью называют отображение определенных характеристик объекта с целью его изучения (исследования). Модель позволяет выделить из всего спектра проявлений объекта лишь те, которые наиболее существенны с точки зрения решаемой задачи.

Например, в задачах синтеза и анализа систем управления модель одного и того же объекта может быть разной степени детализации (в задачах синтеза модель объекта обычно более простая). Центральной проблемой моделирования систем является разумное упрощение модели, т. е. *выбор степени подобия модели и объекта.*

Система B является *изоморфной* относительно системы A, если ее элементы и связи находятся во взаимно однозначном соответствии с элементами и связями системы B. Каждый из этих объектов может служить моделью другого и не имеет значения, какой из них будет изучаться.

Система B является *гомоморфной* относительно системы A, если несколько элементов и связей в системе A отображаются одним элементом и связью в системе B, т. е. гомоморфный образ является упрощенной моделью (частным описанием) отображаемой системы. Обычно модель конструируется как гомоморфный образ объекта и как изоморфный образ изучаемых свойств.

Различают *физические и абстрактные модели*. К первым относят, в частности, макеты изучаемых объектов, ко вторым – модели, имеющие формальное описание на том или ином языке моделирования (естественном языке, языке схем, чертежей, математическом языке и др.). Модели, составленные с использованием языковых средств математики называют математическими моделями (ММ).

Микроанализ системы – изучение (моделирование) системы в предположении, что все ее элементы и связи доступны для наблюдения. Сводится к изучению структуры и свойств элементов.

Макроанализ системы – изучение (моделирование) системы в предположении, что далеко не все элементы и связи системы известны. Сводится к построению модели в виде "черного ящика" (макромодели) и изучению ее свойств во взаимодействии с окружающей средой.

Система управления – система, в которой осуществляется целенаправленный процесс управления. На рис. 2.4. приведена обобщенная функциональная схема системы управления.

В структурном аспекте *объект управления* – управляемая подсистема. Им может быть отдельный станок, бригада рабочих, цех, предприятие, отрасль и т. п. Аналогично, в структурном аспекте *устройство управления* – управляющая подсистема. В качестве устройства управления можно рассматривать специализированное устройство управления, оператора станка, управленческий персонал цеха, предприятия или министерства.

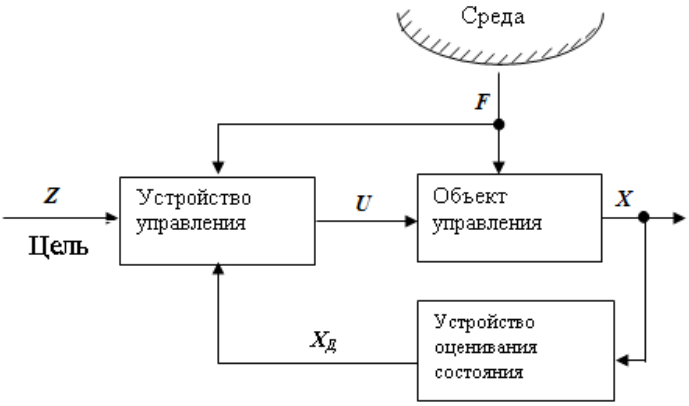


Рис. 2.4. Обобщенная функциональная схема системы управления

Объект управления представлен в виде открытой системы и взаимодействует с внешней средой. Воздействие окружающей среды на объект управления называется возмущающим воздействием (контролируемым или неконтролируемым, детерминированным или стохастическим) и представлено в виде вектора аддитивных воздействий *F*.

Устройство оценивания состояния обеспечивает непосредственное или косвенное измерение координат состояния объекта управления. Оно может быть реализовано в виде полного или редуцированного наблюдающего устройства.

Устройство управления обеспечивает целенаправленное (оптимальное или квазиоптимальное в смысле некоторого критерия качества) управление на основе информации о заданном (Z) и текущем ($X_Д$) состоянии объекта управления и состоянии среды (F), т. е. $U = \varphi (Z, X, F)$, где φ – оператор (алгоритм) управления.

Алгоритм управления – недвусмысленное правило, инструкция, указание, что и как следует делать, чтобы добиться заданной цели управления в условиях изменения вектора состояния управляемого объектка и вектора возмущающих воздействий.

Цель управления – формальный критерий качества управления. В общем виде формулируется в виде $J = J\{X(t), F(t), U(t)\}$.

Понятие системы автоматизации, как и системы, имеет разную трактовку. Под *системой автоматизации* будем подразумевать систему, в которой реализуется автоматизированное управление, т. е. процесс управления, в котором часть функций управления выполняется человеком, другая – автоматическими устройствами. Поскольку основные принципы построения производственных систем автоматизации и управления одни и те же, представляется целесообразным в дальнейшем оперировать единым понятием "системы автоматизации и управления" (САУ).

Задача управления в общем случае формулируется следующим образом: найти такой вектор управления $U(t)$, который обеспечивал бы достижение цели управления $J = J\{X^*(t), X(t), F(t), U(t)\}$ при заданных ограничениях на координаты задающих воздействий ($X^*(t) \in Z(t)$), координаты состояния объекта управления ($X(t) \in A(t)$), координаты возмущающей среды ($F(t) \in B(t)$) и ресурсы управления ($U(t) \in C(t)$), где $Z(t)$, $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ – замкнутые пространства

соответственно векторов желаемого состояния, текущего состояния, возмущения и управления.

Задачу управления можно сформулировать в несколько иной форме: найти и реализовать функциональную зависимость (алгоритм управления) $U(t)=U\{ X^*(t), X(t), F(t)\}$, обеспечивающую наилучшее приближение к заданному критерию качества управления и ограничениях на координаты и ресурсы управления.

Система автоматического регулирования (САР) – простейшая система автоматического управления одной координатой, не содержащая программатора [1]. САР может иметь один или несколько контуров регулирования. *Задача регулирования* формулируется аналогично задаче управления: найти закон регулирования

$$U(t)=U\{\varepsilon(t)\},$$

где $\varepsilon(t)$ – текущая ошибка регулирования, $\varepsilon(t)= X^*(t) - X(t)$, обеспечивающий достижение экстремума критерия $J = J\{\varepsilon(t)\}$ при заданных ограничениях на координаты и ресурсы управления.

Таким образом, процесс управления САУ включает следующую последовательность действий:

1. определение программы управления, т. е. выработка программной траектории $X^*(t)$ движения системы в допустимой области изменения вектора состояния САУ (этап планирования);

2. оценивание (измерение) векторов состояния и возмущения $X(t), F(t)$ (этап контроля);

3. формирование управляющего воздействия, т. е. определение оптимального в смысле принятого критерия качества управления (этап принятия решений) в виде $U(t)=U\{ X^*(t), X(t), F(t) \}$;

4. реализация управляющего воздействия, т. е. целенаправленное воздействие на объект управления (этап собственно управления).

Принципы построения, синтез типовых электромеханических САР изложены в последующих разделах.

3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ САиУ

Различают внутреннюю и внешнюю технические структуры САиУ.

Внутренняя техническая структура современных САиУ содержит:

- блоки памяти (от уставок реле и напряжений до устройств хранения программ и данных, записанных на магнитных и электронных носителях информации);
- блоки текущей информации (датчики координат состояния объекта управления, датчики технологических координат, устройства преобразования, кодирования и передачи первичной информации);
- блоки управления, формирующие сигналы оптимального управления на основе преобразования исходной (заданной) и текущей информации;
- блоки связи ЭВМ с объектом управления (модули ввода/вывода информации) и иными периферийными устройствами, в частности сетевые аппаратные средства.

Внешняя техническая структура САиУ определяется ее функциональной структурой.

Различают следующие *функциональные структуры САиУ и АСУ ТП:*

- локальные и иерархические;
- централизованные и распределенные;
- узловые;
- комплексные;
- АСУ предприятием и отрасли промышленности (АСУ П и АСУ ОП).

Взаимосвязь и соподчиненность различных функциональных структур САиУ определяется иерархией системы. Ниже рассмотрены обобщенные функциональные структуры локальной, централизованной и иерархической САиУ.

3.1. Функциональная структура локальной САиУ

Наиболее простой структурной организацией САиУ являются *одноуровневые децентрализованные системы* контроля и управления. В таких системах каждый производственный участок, технологическая установка снабжаются индивидуальным пунктом управления (ПУ), который оснащается индикаторными и регистрирующими приборами (автоматический контроль и индикация) либо регуляторами технологических координат (параметров). На ПУ размещается также коммутационная аппаратура дистанционного управления оборудованием, элементы защиты и т. п. Такие ПУ размещпают, как правило, в непосредственной близости от объекта управления, что позволяет сократить длину линий связи. ПУ обслуживаются одним оператором (постоянным или работающим в режиме обходчика). Такого рода децентралиованные САУ называют локальными.

Дополняя и, во многом, заменяя человека-оператора, любая САУ копирует его функциональную структуру. Обобщенная структура локальной интерактивной (человеко-машинной) САиУ приведена на рис. 3.1.

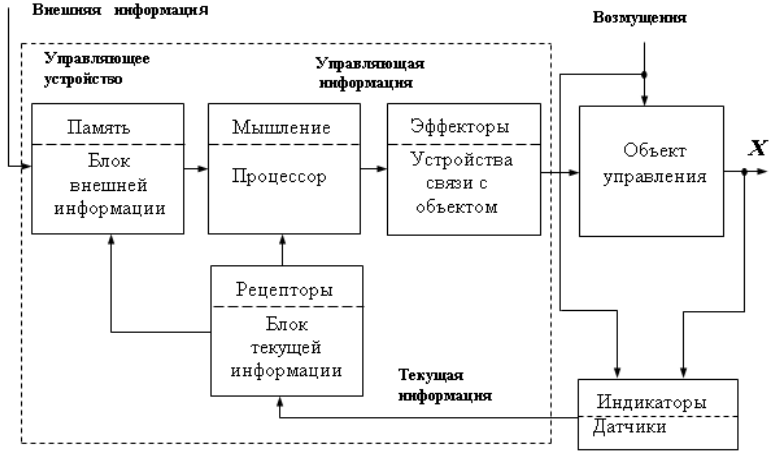


Рис. 3.1. Функциональная структура локальной САиУ

Для выполнения заданных операций оператор должен получить ряд сведений, которые принято называть внешней информацией. Эта неизменная информация хранитсяв памяти оператора и включает основные характеристики объекта управления (технологического процесса) и порядок выполнения операций управления в нормальных и аварийных (нештатных) режимах. За изменением координат объекта управления (параметров технологического процесса) оператор следит с помощью органов-рецепторов, из которых наибольшую нагрузку несет зрение. Человеку приходится наблюдать за показаниями индикаторов состояния объекта управления, а также реагировать на звуковые (световые) сигналы при фиксации системой предельно-допустимых уровней ряда координат САУ. Далее оператор сопоставляет исходную и текущую информацию и принимает решение (функция центральной нервной системы), реализуя с помощью эффекторов (рук, ног, голоса) команды управления.

Аналогичные функции (информационную и упраляющую) выполняет любая локальная САиУ. Сбор, переработку, хранение текущей информации, а также выработку управляющей информации осуществляет процессор.

Сложность элементов внутренней технической структуры САиУ находится в тесной связи с характером и степенью сложности объекта управления (технологического процесса).

Примерами локальных САиУ являются системы размотки кабелей с резиновой изоляцией с кабельных барабанов, намотки брони и укладки бронированного кабеля на приемный барабан.

3.2. Функциональная структура централизованной САиУ

Наметившаяся в 1980-х годах тенденция к централизации управления (вопрос технико-экономической целесообразности подобного управления “всем и вся” здесь не обсуждается) привела к созданию *систем централизованного управления (контроля)*. На рис. 3.2 приведен вариант функциональной схемы такой САиУ. Информация о технологических параметрах производственного процесса поступает на пульт

оператора в виде, удобном для восприятия. Все контролируемые параметры обычно делят на четыре категории:

- параметры, значения которых измеряются постоянно и отображаются в том или ином виде на ЦПУ;
- параметры, значения которых измеряются и отображаются на ЦПУ через определенные промежутки времени;
- параметры, значения которых индицируются (регистрируются, запоминаются в блоках памяти) по запросам оператора;
- параметры, значения которых не измеряются, а фиксируются (регистрируются, запоминаются в блоках памяти) отклонения их значений от заданных или (и) осуществляется сигнализация (звуковая, световая, цветовая и т. п.) превышения параметрами предельно допустимых значений.



Рис. 3.2. Функциональная структура централизованной САиУ

С центрального пункта управления (ЦПУ) оператор имеет возможность дистанционно изменять задающие воздействия (уставки) локальных регуляторов, дистанционно воздействовать непосредственно на исполнительные механизмы, выборочно контролировать параметры технологического процесса.

Как правило центральный пункт оборудуется устройствами оперативной связи с технологическими участками и различными производственными службами. Это позволяет оператору использовать дополнительную информацию для координации организационной (диспетчерской), производственно-технологической деятельности. ЦРП обычно выполняются по щитовому принципу (все основные средства отображения информации располагаются на приборных щитах и пультах в виде мнемосхем, регистрирующих приборов, индикаторов, приборов контроля и сигнализации и т. п.). Такая САиУ может представлять собой довольно сложную систему оперативно-диспетчерского контроля и управления. Применение ЭВМ в подобных системах позволяет существенно облегчить оператору восприятие информации за счет использования многооконных графических интерфейсов пользователя (Graphic User Interface).

3.3. Функциональная структура иерархической САиУ

Иерархическая САиУ определяет порядок подчинения взаимосвяанных подсистем общей системы. Сущность иерархического принципа состоит в том, что каждый из уровней вырабатывает задание-уставку, обязательную для подчиненного ему уровня. На рис. 3.3 приведена функциональная структура автоматизированного комплекса на базе локальных и узловых САиУ (АСУ ТПЛ и АСУ ТПУ).

В связи с непрерывным и бурным совершенствованием программно-технических средств управления, развитем сетевых технологий получила тенденция замены иерархической структуры управления на алгоритмическую (иерархическую структуру приобретает алгоритм работы УВМ). Функциональная структура САиУ (АСУ ТП) в этом случае может иметь централизованный характер (прямое цифровое

управления объектами с помощью общего вычислительного управляющего комплекса) или распределенный характер (функции управления объектами распределяются между УВМ различного уровня). С повышением ранга уровня усложняются решаемые задачи.

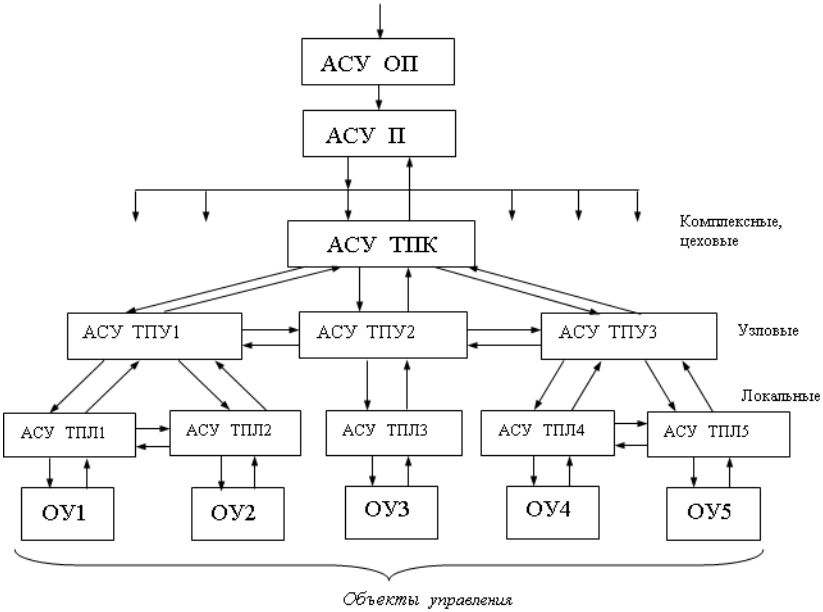


Рис. 3.3. Функциональная структура иерархической САУ

Применение ЭВМ как средства автоматизации не исключает использования на каждом уровне иерархии управления автономных систем автоматического контроля, индикации, регуляторов отдельных технологических параметров. Выбор уровня автоматизации функций управления и технических средств их реализации определяется массой факторов, основными из которых является экономическая эффективность и технологическая целесообразность.

3.4. Функциональные структуры САУ в зависимомти от способа включения ЭВМ в контур управления

Включение ЭВМ в контур управления поволяет выделить четыре основных структуры САиУ, различающихся характером функций управления производством (технологическим процессом). Рассмотрим их.

3.4.1. ЭВМ в режиме сбора и обработки данных

Структура такой САиУ показана на рис. 3.4. Системы сбора и обработки данных во многом аналогичны системам централизованного контроля, являясь более высокой ступенью их организации. Математическое обеспечение ЭВМ содержит библиотеку рабочих программ, каждая из которых выполняет конкретные функции централизованного контроля, и программу-диспетчер. Порядок выполнения рабочих программ определяет программа-диспетчер или зависит от текущих значений технологических параметров (прерывание программного режима обычно реализуют при возникновении нештатных, в том числе аварийных технологических режимов). Сигнал прерывания может поступать не только от датчиков, но и от оператора при реализации диалогового режима общения оператора с ЭВМ (режима типа “запрос-ответ”). Как правило, в фоновом режиме работы ЭВМ реализует обработку прерываний от клавиатуры, причем та или иная информация выдается на экран монитора (дисплея) при нажатии определенных “горячих” клавиш или их сочетании. Информация, выводимая на экран монитора, может выдаваться в виде текстовых сообщений, графиков, таблиц, мнемосхем и т. п.

Средства визуализации информации постоянно совершенствуются, причем многие специализированные программные пакеты информационно-измерительных систем имеют высочайшую степень информативности.



Рис. 3.4. ЭВМ в режиме сбора и обработки информации

Системы сбора и обработки информации применяются при управлении производственными установками и технологическими процессами в тех случаях, когда сложность формализации задачи оптимального управления (сложность объекта управления, противоречивость критериев управления, потребность в экспертных оценках показателей качества управления и др.) требует вмешательства оператора в процесс управления.

3.4.2. ЭВМ в режиме советчика

Структура такой САиУ совпадает с рассмотренной выше. В системах-советчиках данные о технологических режимах (параметрах) и управляющих воздействиях поступает через средства отображения информации в форме рекомендаций оператору, который может принять их или отвергнуть.

При выборе того или иного решения оператор основывается на собственном опыте управления и понимании

хода технологического процесса. Для облегчения выбора решения оператор может запросить у ЭВМ дополнительные сведения о ходе технологического процесса, необходимую справочную, нормативную информацию, смоделировать (спрогнозировать) развитие ситуации при изменении задающих воздействий (уставок) локальных САиУ. Как правило, непрерывный технологический процесс предполагает, что при игнорировании оператором вариантных сообщений ЭВМ (невмешательстве оператора) развитие процесса осуществляется "по умолчанию", т. е. по основному (штатному) варианту. Таким образом, неотъемлемым атрибутом системы-советчика является диалоговый режим работы оператора с ЭВМ.

3.4.3. ЭВМ в режиме супервизорного управления

САиУ, функционирующяя в таком режиме супервизорного управления, имеет двухуровневую иерархическую структуру (см. рис. 3.5).

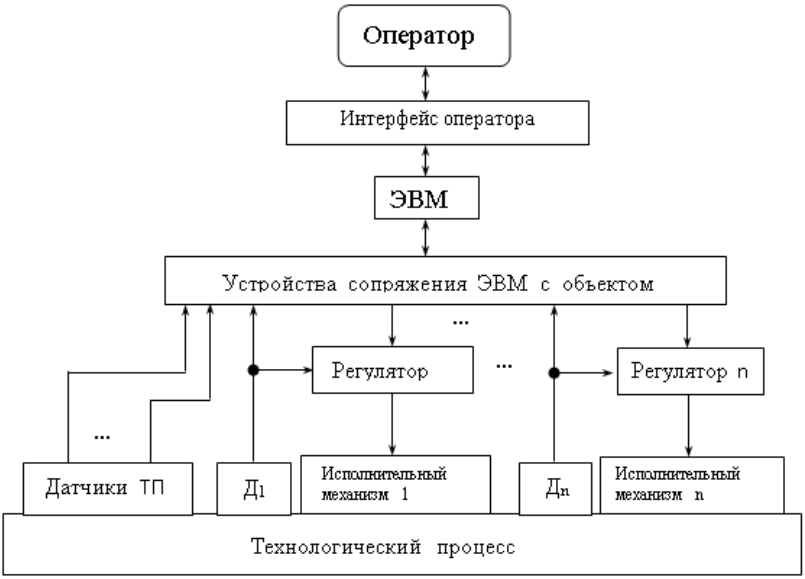


Рис. 3.5. ЭВМ в режиме супервиорного управления

На нижнем уровне управления локальные регуляторы обеспечвают управление отдельными технологическими параметрами (координатами), воздействуя на соответствующие исполнительные механизмы. На верхнем уровне управления ЭВМ обеспечивает оптимизацию технологических режимов и выработку уставок локальных регуляторов. Входной информацией ЭВМ являются сигналы датчиков отдельных локальных подсистем управления и датчиков ряда технологических параметров, а также корректирующие воздействия оператора. Супервизорное управление, как правило, предполагает наличие адекватной математической модели (моделей) процесса и формальной цели управления. В этом случае ЭВМ решает задачу оптимального управления технологическим процессом. Если математическая модель процесса отсутствует (для сложных объектов управления такая ситуация типична), то ЭВМ берет на себя функцию поиска экстремального (активного или пассивного) управления посредством направленного перебора (метод проб и ошибок) вариантов решений.

Супервизорное управление в принципе позволяет осуществить автоматическое управление технологическим процессом (объектом). При этом роль оператора сводится к наблюдению за процессом (установкой) и, в случае необходимости, к корректировке цели управления, ограничению технологических координат.

3.4.4. ЭВМ в режиме непосредственного управления

Структура такой САиУ прведена на рис. 3.6. В отличие от супервиорного управления здесь ЭВМ берет себя функции локальных регуляторов с задаваемыми уставками, вырабатывая непосредственно управляющие воздействия исполнительными механизмами.

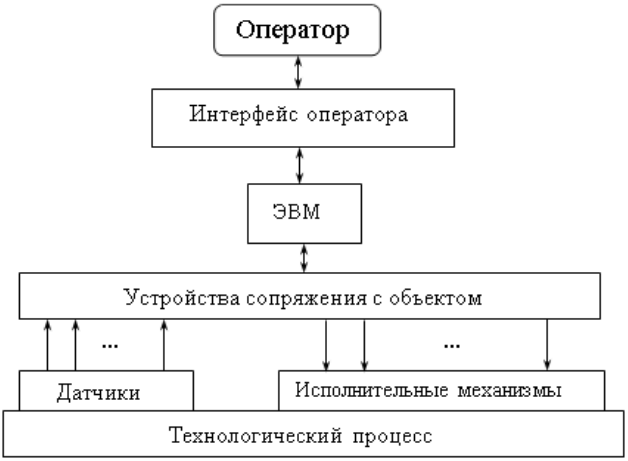


Рис. 3.6. ЭВМ в режиме непосредственного управления

Функции оператора при непосредственном управлении сводятся к наблюдению за процессом и, при необходимости, к коррекции управления, т. е. реализуется автоматическое управление процессом.

4. ОБЩИЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ САИУ. ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

4.1. Основные этапы исследования и проектирования САиУ

Проектированию САиУ всегда предшествует научно-исследовательская работа (НИР).

Основные функции НИР:

- Математическое описание ОУ:

1. Требуется определить структуру и параметры ОУ, наиболее существенно влияющие на статические и динамические характеристики ОУ.

2. Максимально упростить математическую модель (ММ) для цели синтеза и максимально усложнить для цели анализа. Потребность в упрощении ММ на этапе синтеза связана с ограниченными возможностями как методов синтеза, так и фактором практической реализуемости оптимального управления. Размерность ММ линейных динамических ОУ на этапе синтеза, как правило, не превышает четырех. На этапе анализа, напротив, желательно учесть не только доминирующие, но и второстепенные, на первый взгляд не существенные свойства ОУ.

Применяются частотные и временные методы математического описания, в частности:

1) описание в виде передаточных функций или операторных уравнений;

2) с помощью спектра частотных характеристик ОУ;

3) с помощью корневых методов, годографов, графов;

4) описание в виде дифференциальных уравнений или схем замещения ОУ;

5) с помощью спектра переходных и импульсных характеристик, характеризующих динамические свойства ОУ;

6) с помощью векторно-матричных уравнений или схем пространства

состояний ОУ.

Учитывая, что временная группа методов (4…6) хорошо «ложится» на язык ЭВМ, при исследовании САиУ она в последнее время получила наибольшее распространение.

• Формулирование критерия качества управления:

(синонимы: целевая функция, цель управления, функционал качества, оценка качества управления и др.)

1. Быстродействие регулирования:

Записывается в аналоговой форме: $J = \int_0^{\infty} dt = \min$ или в дискретной форме: $J=n=\min$, где J – критерий качества, n – число тактов дискретного управления;

2. Точность:

Критерий формулируется в детерминированной или стохастической интерпретации, например для первого случая:

$$J = \int_0^{\infty} (x^* - x)\, dt = \min,$$

где x^* – заданная координата, $(x^* - x)$ – ошибка регулирования, $J \to \min$ – интеграл от ошибки регулирования (заштрихованная область на рис. 4.1).

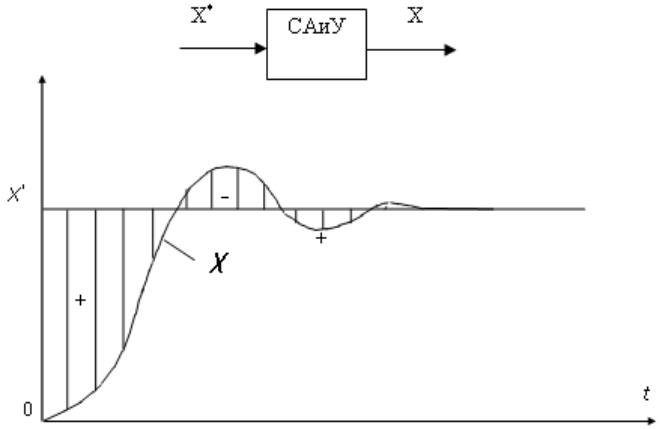


Рис. 4.1. К определению интегральной оценки качества управления

Этот критерий качества имеет недостаток: если ошибка меняет знак, то ее интеграл по времени не фиксирует накопления суммарной ошибки регулирования. Поэтому используются модифицированные критерии качества регулирования:

$$J = \int_0^{\infty} \left| x^* - x \right| dt = \min,$$

$$J = \int_0^{\infty} (x^* - x)^2 dt = \min.$$

Эти критерии позволяют получить интегральную оценку качества регулирования, но не учитывают ограничений на ресурсы управления.

Интегрально-квадратичные критерии качества – обеспечивают компромисс между быстродействием и точностью и ограничивают ресурсы управления:

$$J = \int_0^{\infty} \left[(x^* - x)^2 + C1X + C2X + \ldots\ldots + \text{b1 U} \right] dt = \min$$

где U – координата управления, $C_1, C_2, \ldots,$ b_1 – весовые коэффициенты, которые ограничивают ресурсы управления.

3. Другие критерии: экономический, энергетический, минимаксный, технико-экономические и т. д.

• **Синтез САиУ**

1. Структурный синтез. Производят структурную декомпозицию ОУ, выделяя в нем автономные каналы управления, естественные перекрестные связи между каналами управления и те физико-механические свойства, которые позволяют осуществлять развязку механических движений.

2. Параметрический синтез. Производят параметрическую декомпозицию ОУ. Вообще, в любом ОУ и его канале можно выделить быстрые, средние и медленные движения (например, процессы в контуре тока якоря – быстрые, изменение координаты рабочего органа – медленные, скорости двигателя – средние). Все это позволяет выделить большие и малые

постоянные времени, причем малые объединяют в одну эквивалентную постоянную, что позволяет упростить расчеты.

3. Структурно-параметрический синтез. Он проводится, если метод позволяет проводить такую процедуру. Задача синтеза: создать УУ (структура + параметры), удовлетворяющее заданному критерию качества управления.

- **Анализ синтезированной САиУ**

Для целей анализа ОУ представляется в полноразмерном описании, т. е. в том виде, в каком он был до структурно-параметрической декомпозиции.

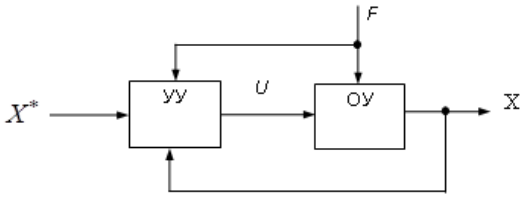


Рис. 4.2. Обобщенная функциональная схема САиУ

Результат анализа должен ответить на вопрос, удовлетворяет ли синтезированная САиУ требуемому качеству.

Если система не удовлетворяет требуемому критерию, то осуществляют корректировку ММ, задач формирования критерия качества (функционала) и синтеза САиУ. Возврат к задаче синтеза может быть неоднократным.

Анализ ведется теми же частотно-временными методами исследования систем, что и синтез. Кроме того, завершением этапа анализа является экспериментальное исследование, т. е. работа с физическим ОУ. Обычно при анализе САиУ используются:

- математическое моделирование (цифровое, аналоговое, цифро-аналоговое);
- полунатурное моделирование (симбиоз математической модели и физической установки);
- натурное моделирование (применяют критерии подобия модели и объекта и составляют критериальные уравнения).
- экспериментальные исследования САиУ физическим ОУ.

4.2. Этапы проектирования САиУ и комплектность конструкторских документов

При разработке САиУ проектировщик должен руководствоваться:

ГОСТ – государственными стандартами

ОСТ – отраслевыми стандартами

СП – стандартами предприятий

Нормами и правилами:

- СНиП (строительными нормами и правилами);
- ПТЭ и ПТБ (правилами техники эксплуатации и техники безопасности);
- ПЭЭП – правилами эксплуатации электроустановок потребителей и ПТБ при ЭЭП – правилами ТБ при эксплуатации электроустановок потребителей;
- Правилами экологической безопасности (необходимо учитывать нормы предельно допустимой концентрации отравляющих веществ);
- Правилами пожарной безопасности;
- Другими нормативными актами.

Основное требование: обязателен иерархический принцип (все нижние по ветви нормативные документы не должны противоречить вышестоящим).

После формулирования технического задания конструкторская документация в общем случае разрабатывается на нескольких стадиях: техническое предложение, эскизный проект, технический проект, рабочая конструкторская документация (рис. 4.3).

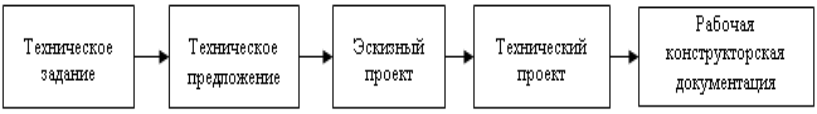


Рис. 4.3. Этапы проектирования САиУ, регламентированные ГОСТом

Формулировка технического задания

Техническое задание разрабатывают на основе исходных требований заказчика, изложенных в заявке, а также на основе результатов выполненных научно-исследовательских и экспериментальных работ, научного прогнозирования, оборудования и другой техники, изучения патентной документации, а на продукцию, предназначенную для экспорта, с учетом внешнего рынка.

Техническое задание должно содержать необходимые и достаточные требования для разработки продукции и не ограничивать инициативу разработчика при поиске и выборе им оптимального решения поставленной задачи.

Техническое задание является исходным документом для разработки продукции и технической документации на нее. Техническое задание должно состоять из следующих разделов: наименование и область применения (использования), основание для разработки, цели и назначение для разработки, источники разработки, технические требования, экономические показатели, стадии и этапы разработки, порядок контроля и приемки, приложения.

При разработке технического задания выделяется ряд этапов:

1. Обследование технологического объекта управления, изучение и определение необходимого объема научно-исследовательских работ (НИР) и плана-графика проведения этих исследований.

Этап выполнения предпроектных НИР. Они включают анализ объекта управления и анализ информационных потоков: на этой основе формулируются критерии управления и ограничения. На стадии предпроектных НИР разрабатываются также предварительные математические модели технологического процесса, осуществляется идентификация моделей по экспериментальным данным, и предварительно выбираются методы синтеза алгоритмов функционирования и управления.

Техническое задание оформляют в соответствии с общими требованиями к текстовым конструкторским документам.

В разделе «Технические требования» указывают требования и нормы, определяющие показатели качества и эксплуатационные характеристики продукции с учетом действующих стандартов и норм, а также современного технического уровня.

Техническое задание является обязательным исходным документом для разработки новых и модернизированных бытовых электроизделий и технической документации на них. Требования к продукции должны задаваться в техническом задании с учетом действующих государственных стандартов, а также рекомендаций международных организаций (ИСО, МЭК и т. п.).

На основе ТЗ составляется Договор на выполнение НИР и ОКР (опытно-конструкторские работы). Приложением к Договору является калькуляция затрат, в которую, как правило, входят:

- заработная плата Разработчика
- начисления на заработную плату и другие налоги
- оборудование
- материалы
- командировочные расходы
- услуги сторонних организаций
- накладные расходы
- прочие затраты

=Стоимость Договора

(Одним из пунктов Договора может быть авансирование).

Стадия технического предложения.

Здесь инициатором является Разработчик. Это стадия собственно разработки технического задания, которая включает в себя: формирование полного перечня функциональных задач, решаемых системой; разработку технико-экономического обоснования ее создания; составление плана-графика работ по монтажу, наладке и пуску; виды и объемы НИР на стадиях проектирования, внедрения системы и в процессе ее функционирования.

Техническое предложение – это совокупность конструкторских документов, которые должны содержать технические и технико-экономические обоснования целесообразности разработки документации изделия на основании анализа технического задания заказчика и различных вариантов возможных решений изделия, сравнительной оценки решений с учетом конструктивных и эксплуатационных особенностей разрабатываемого изделия и патентные исследования.

Таким образом, в техническом предложении формулируются варианты решения задач оптимизации и указываются ориентировочные цены. Техническое предложение содержит следующие документы: чертеж общего вида, схемы, таблицы, расчеты и др. Обязательными для технического предложения являются пояснительная записка и ведомость технического предложения.

Стадия эскизной разработки

Она содержит: предварительные разработки функциональной структуры системы, синтез основных алгоритмов контроля и управления и их экспериментальную проверку. На этом этапе выбираются технические средства системы, и дается обоснование выбора, осуществляется сравнительный анализ разрабатываемой системы и ее известных аналогов.

Эскизный проект составляется для 1–2 вариантов, предусмотренных на предыдущих этапах.

Эскизный проект – это совокупность конструкторских документов, которые должны содержать принципиальные конструктивные решения, дающие общее представление об устройстве и принципе работы изделия, а также данные, определяющие назначение, основные параметры и габаритные размеры разрабатываемого изделия. В эскизный проект обязательно включается пояснительная записка, ведомость эскизного проекта. Кроме того, могут быть включены чертеж общего вида, теоретический и габаритный чертежи, схемы и другие документы.

Стадия технического проектирования

Она состоит из следующих этапов:

1. Системотехнический синтез системы. Он включает разработку функциональной структуры системы, постановку всех решаемых задач; в нем формулируются технические требования к подсистемам контроля и регулирования; разрабатывается информационная и организационная структура системы.

2. Аппаратурно-технический синтез. На этом этапе разрабатываются системы локальной автоматики, состав и компоновка информационно-управляющего комплекса.

3. Разработка заданий на модернизацию технологического объекта управления и строительно-монтажные работы.

4. Составление сметы и ведомостей средств технического обеспечения. Расчет ожидаемой технико-экономической эффективности системы и ее сравнительный анализ с известными аналогами.

5. Заключительным этапом стадии технического проекта является техническое проектирование специального информационного и математического обеспечения. На этом этапе разрабатываются полные наборы алгоритмов контроля и управления, общий алгоритм функционирования системы в реальном времени и осуществляется их проверка на объекте или модели. Осуществляется разработка схем сбора и обработки информации.

Технический проект должен содержать окончательные технические решения, дающие полное представление об устройстве разрабатываемого изделия, и исходные данные для разработки рабочей документации. В технический проект обязательно включаются чертеж общего вида, пояснительная записка, ведомость технического проекта. Могут быть также включены чертежи деталей, теоретические и габаритные чертежи, схемы и т. д.

Стадия разработки рабочей конструкторской документации

Вообще, рабочая конструкторская документация – это совокупность конструкторских документов, которые предназначены для изготовления и испытания опытного образца изделия, изготовления и испытания установочной серии.

Стадия разработки рабочей конструкторской документации осуществляется на основании материалов технического проекта, также состоит из нескольких этапов:

1. Основным является этап разработки рабочей документации технического обеспечения системы.

2. Составление заказных спецификаций; подготовка инструкции по эксплуатации, технического описания и регламента работы системы с учетом действия оперативного персонала в предаварийных и аварийных режимах.

3. Разработка рабочей документации на программное и информационное обеспечение системы (этот этап может идти параллельно с предыдущими). Сюда входят: программирование

алгоритмов специального математического обеспечения, описание и инструкции по пользованию этими программами, подготовка таблиц использования памяти ЭВМ, перечень всех программ, входящих в математическое обеспечение, уточнение схем сбора, обработки и выдачи информации и разработка полной документации по организации нормативно-справочной информации.

Рабочая документация на деталь обязательно содержит чертеж детали, а также могут быть чертежи теоретический, габаритный, упаковочный, технические условия и другие документы.

Рабочая документация на сборочную единицу обязательно содержит спецификацию и сборочный чертеж, могут быть также другие чертежи, схемы и текстовые документы.

В комплект конструкторской документации на стадиях проектной разработки (техническое предложение, эскизный и технический проект) входит ведомость проекта, которая является обязательным документом.

В ведомость записывают все конструкторские документы, вновь разработанные для данного комплекта и примененные из других проектов и рабочей документации на ранее разработанные изделия.

Ведомость проекта представляет собой таблицу, составленную по специальной форме. Запись документов производят по разделам в следующей последовательности: документация общая, документация по сборочным единицам. Каждый раздел документации должен состоять из подразделов: вновь разработанная документация, примененная документация.

Документы технического предложения, эскизного и технического проектов комплектуют в папки, книги или альбомы.

5. ОБОБЩЕННАЯ ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ САиУ

Электромеханические САиУ, обладая массой преимуществ в сравнении с гидромеханическими и пневмомеханическими, нашли наибольшее применение на современных промышленных предприятиях. Функциональная схема такой САиУ прведена на рис 5.1.

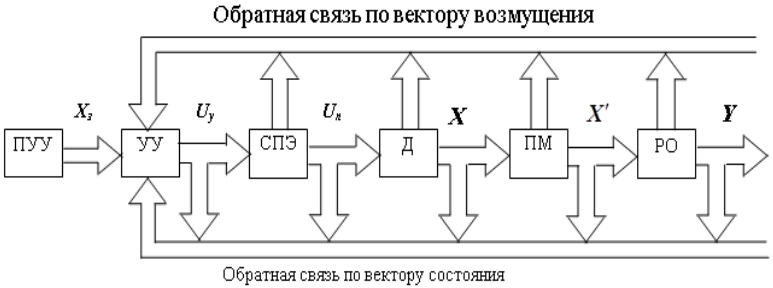


Рис. 5.1. Обобщенная функциональная схема электромеханической САиУ

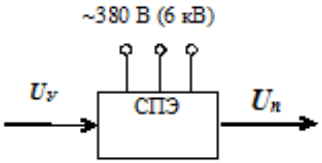
САиУ содержит 2 основных подсистемы: управляемый ОУ и собственно устройство управления (УУ).

На схеме используются также следующие обозначения:

ПУУ – программное устройство управления. Формирует заданные программно-временные траектории $X_З$ изменения координат состояния САиУ, $X_З = [\, x_{13}\ x_{23}\ \ldots\ x_{n3}\,]'$.

УУ – устройство управления, состоящее из регуляторов, корректирующих звеньев, фильтров, преобразователей координат и т. п. Формирует вектор управляющих воздействий $\boldsymbol{U}_y$, обеспечивая оптимальные динамические и статические характеристики системы в соответствии с некоторым критерием качества управления.

СПЭ – силовые преобразователи энергии.



$U_П$ – вектор выходных сигналов силовых преобразователей энергии (регулируемые напряжения или токи).

Д – приводные электродвигатели постоянного или переменного тока.

Обеспечивают преобразование электрической энергии в механическую.

ПМ – передаточные механизмы. Позволяют передать энергию вращения двигателей в энергию вращения или поступательное движение исполнительных механизмов (рабочих органов). Векторы $\boldsymbol{X}$, $\boldsymbol{X'}$ – векторы состояния электромеханической САиУ.

РО – рабочие органы. На их выходах $\boldsymbol{Y}$ – вектор выходных технологических координат.

Все возмущения, действующие на САиУ, подразделяются на:

-аддитивные – приходят из внешней среды, суммируясь с полезными сигналами;

-мультипликативные – возникают внутри системы, обусловлены естественными или искусственными перекрестными связями в объекте управления, либо дрейфом параметров объекта управления.

При синтезе САиУ учитывают, как правило, лишь существенные аддитивные возмущения, действующие на ОУ, а при анализе – оба вида возмущений. Оценка влияния вариаций параметров объекта управления на показатели качества управления – анализ так называемой чувствительности САиУ.

6. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ САиУ

Составление корректных ММ объектов управления является важнейшим этапом задач синтеза и анализа любой САиУ. Поскольку ОУ может быть сложным, многомерным целесообразно описывать его поэлементно, максимально унифицируя форму математического описания. В практике проектирования сложилось правило: не пытаться описывать весь объект автоматизации в целом, а составлять математические модели его подобъектов управления (его частей), предполагая, что вся САиУ имеет только автономные каналы управления $(U_i \rightarrow Y_i)$ – один вход и один выход.

При этом, учет взаимных (перекрестных) связей в ОУ следует осуществлять только на этапе анализа. Проблемы и методы структурной декомпозиции сложных ОУ рассмотрены в [2, 3].

Ниже рассмотрены ММ ряда элементов САиУ на основе применения операторных и временных методов описания систем, которые могут рассматриваться как простейшие элементы САПР.

6.1. Математические модели силовых электромеханических модулей

Силовые электромеханические модули составляют основу современного силового электрооборудования, обеспечивающего преобразование электрической энергии силовой электросети в механическую энергию движения исполнительных механизмов объекта управления. К ним относятся электродвигатели постоянного и переменного тока, управляемые с помощью силовых тиристорных, симисторных, транзисторных, электромашинных преобразователей энергии. Ниже приведена методология составления ММ силовых электромеханических модулей на основе электроприводов постоянного тока.

6.1.1. Математические модели электродвигателей

Для описания любого объекта управления, прежде всего, необходимо технически грамотно (рационально) выделить его из окружающей среды. Электродвигатели как управляемые подсистемы достаточно хорошо изучены и проблемы выделения их из окружающей среды при наличии “жесткой” питающей электросети не существует.

Далее для составления ММ следует избрать математический аппарат.

Будем применять три наиболее распространенные формы математического описания динамических ОУ:

1. с помощью обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) или разностных уравнений и соответствующих схем замещения;
2. с помощью передаточных функции ($W(p)$ – для непрерывных истем, $D(z)$ – для дискретных систем) и соответствующих структурных схем;
3. с помощью векторно-матричных уравнений и схем пространства состояний.

На рис. 6.1 приведены принципиальная схема (а) и схема замещения двигателя постоянного тока (б), питаемого по цепи якоря от силового управляемого преобразователя.

Обозначения:

$e_{\text{п}}$ – ЭДС силового управляемого преобразователя энергии,

$U_я$ – напряжение на якоре двигателя;

$U_в$ – напряжение на обмотке возбуждения двигателя ($U_в = const$);

$e_{\text{д}}$ – э.д.с. двигателя;

$i_{\text{я}}$ – ток якоря;

$R_{\text{яц}} \approx 1{,}24\left(R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} + R_{\text{ко}}\right) + R_{\text{ур}} + R_{\text{сд}} + R_{\text{щк}}$ – сопротивление якорной цепи, где 1,24 – коэффициент приведения к рабочей температуре $t^0 \approx 70\ ^0C$;

$R_{\text{щк}}$ – сопротивление щеточного контакта;

$R_{\text{СД}}$ – активное сопротивление сглаживающего дросселя, позволяющего снизить пульсации тока и напряжения и существенно уменьшить зону прерывистого тока;

$R_{ур}$ – сопротивление уравнительных реакторов при питании двигателя либо от нереверсивного тиристорного преобразователя с бесконтактным коммутатором, либо от реверсивного при совместном управлении.

$R_{ко}$, $R_{ДП}$ – активные сопротивления компенсационной обмотки и дополнительных полюсов;

$L_{яц}$ – индуктивность якорной цепи;

$$L_{яц} = \beta \frac{U_{ян}}{i_{ян} \omega_{н} p},$$

где $U_{ян}$, $i_{ян}$, $\omega_{н}$ – номинальные параметры двигателя;

p – число пар полюсов;

β = 0,2 – 0,3 – для двигателей без компенсационной обмотки; β = 0,5 – 0,6 – для двигателей с компенсационной обмоткой.

Заметим, что питание электродвигателя целесообразно рассматривать относительно ЭДС силового преобразователя $e_{п}$, а не напряжения на якоре, так как параметры силового преобразователя входят в состав одной и той же якорной цепи. Поэтому введем следующие эквивалентные величины:

$$R_{э} = R_{п} + R_{яц},$$

$$L_{э} = L_{\bullet} + L_{Шъ}.$$

Перейдем от схемы замещения к дифференциальным и алгебраическим уравнениям:

$$e_{\bullet} = e_{Љ‰} + R_{э} i_{Ш} + L_{э} \frac{di_{Ш}}{dt},$$

$$e_{дв} = C_{e} \Phi_{в} \omega = \frac{1}{K_{дв}} \omega, \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_{пр}} (M - M_{с}),$$

$$M = C_{м} \Phi_{в} i_{я} = \frac{1}{K_{дв}} i_{я}, \quad M_{с} = \frac{1}{K_{Љ‰}} i_{с},$$

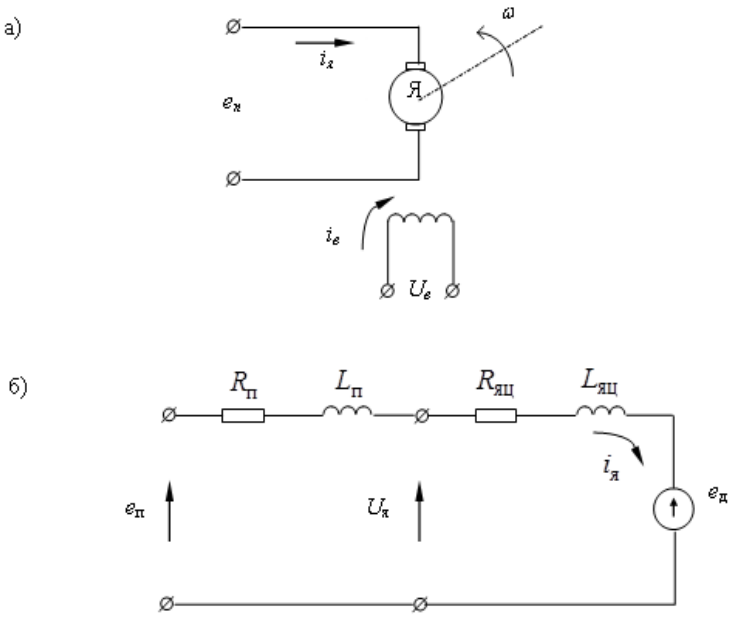


Рис. 6.1. Принципиальная схема и схема замещения ДПТ, регулируемого по цепи якоря

где $K_{дв} = \dfrac{1}{C_e \Phi_в} = \dfrac{1}{C_м \Phi_в}$ – коэффициент передачи двигателя,

$$J_{пр} = J_{дв} + \frac{J_{мех}}{i_р^2},$$

$J_{дв}$, $J_{мех}$, $J_{пр}$ – моменты инерции двигателя, механизма и момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя;

$I_р$ – коэффициент передачи редуктора электропривода;

$T_э = \dfrac{L_э}{R_э}$ – эквивалентная электромагнитная постоянная времени.

Преобразуем эти уравнения к форме Коши:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{\text{я}}}{dt} = \dfrac{1}{T_{\text{э}}}\left[\dfrac{1}{R_{\text{э}}}\left(e_{\text{д}} - \dfrac{1}{K_{\text{дв}}}\omega\right) - i_{\text{я}}\right]; \\ \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{1}{J_{\text{пр}}}\left[\dfrac{1}{K_{\text{дв}}}\left(i_{\text{я}} - i_{\text{с}}\right)\right]. \end{cases}$$

Таким образом, ММ электродвигателя постоянного тока, управляемого по цепи якоря, представляет собой систему линейных обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) второго порядка.

Для перехода к операторной форме описания электродвигателя и соответствующей структурной схеме сделаем $\dfrac{1}{K_{\text{дв}} J_{\text{пр}} p}$ замену: $\dfrac{d}{dt} \to p$.

Структурная схема ДПТ, регулируемого по цепи якоря, приведена на рис. 6.2. Модуль (1) определяет динамические процессы в цепи якоря двигателя. Модуль (2) определяет динамические процессы в механической части электропривода. Этот модуль иногда представляют иначе с использованием выражения для электромеханической постоянной времени: $T_M = J_{\text{пр}} R_{\text{э}} K_{\text{дв}}^2$.

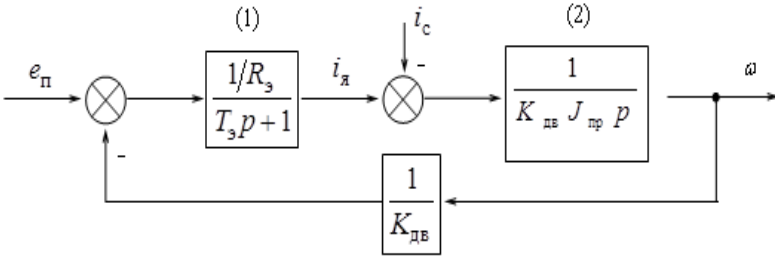


Рис. 6.2. Структурная схема ДПТ, регулируемого по цепи якоря

Второй модуль с учетом T_M будет иметь вид, представленный на рис. 6.3.

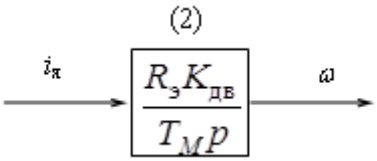


Рис. 6.3. Структурная схема электромеханической части двигателя постоянного тока

Рассмотрим ММ электродвигателя с двухзонным регулированием, т. е. регулируемого по цепям якоря и возбуждения.

Приведем схему замещения цепи возбуждения (рис. 6.4). В качестве источника энергии используется чаще всего тиристорный возбудитель, реже – электромашинный преобразователь. Эквивалентные параметры цепи возбуждения:

$$R_{эв} = R_в + R_{пв}, \quad L_{эв} = L_в + L_{пв},$$

$$e_{пв} = R_{эв} i_в + L_{эв} \frac{di_в}{dt}; \quad T_{эв} = \frac{L_{эв}}{R_{эв}}.$$

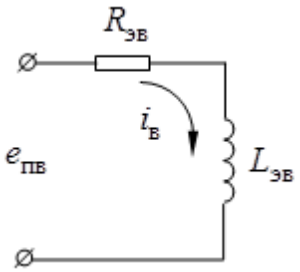


Рис. 6.4. Схема замещения цепи возбуждения двигателя

Тогда динамика контура тока возбуждения будет описываться уравнением

$$e_{\text{пв}} = R_{\text{эв}} i_{\text{в}} + L_{\text{эв}} \frac{di_{\text{в}}}{dt}.$$

Заметим, что в цепи возбуждения может иметь место насыщение магнитной цепи, т. к. магнитный поток является нелинейной функцией тока возбуждения или намагничивающей силы (рис. 6.5).

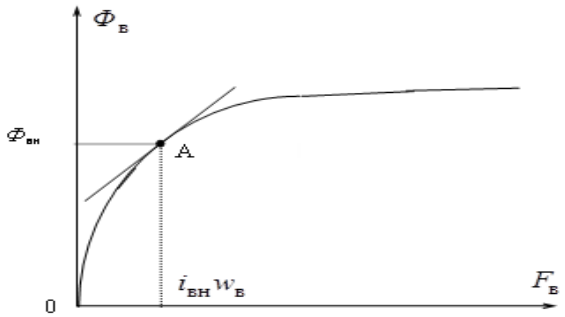


Рис. 6.5. Кривая намагничивания магнитной цепи двигателя

Поток $\Phi_{\text{в}}$ нельзя увеличивать свыше номинального значения, т. к. происходит насыщение магнитной цепи. Во второй зоне регулирования поток ослабляют в 1,5 – 3 раза, но не более, т. к. при этом электромагнитный момент существенно уменьшается. С учетом приведенных выше соотношений структурная схема электродвигателя постоянного тока с двухзонным регулированием показана на рис. 6.6.

Как видим, структурная схема двигателя содержит два блока произведения – (6) и (7), а следовательно, даже при условии пренебрежения насыщением стали двигателя ММ электродвигателя является нелинейной.

Часто эту нелинейную модель ДПТ линеаризуют в некоторой рабочей точке или вдоль некоторой траектории. В частности, для т. А (см. рис. 6.5) процедура линеаризации будет следующей.

1. Линеаризация блока (5) постоянным коэффициентом передачи:

$$K_{\Phi}\big|_{\text{т.А}} = \frac{\partial\ \Phi_{\text{в}}}{\partial\ F_{\text{в}}}\Big|_{\text{т.А}},$$

где $\frac{\partial\ \Phi_{\text{в}}}{\partial\ F_{\text{в}}}\Big|_{\text{т.А}}$ – тангенс угла наклона касательной в точке А.

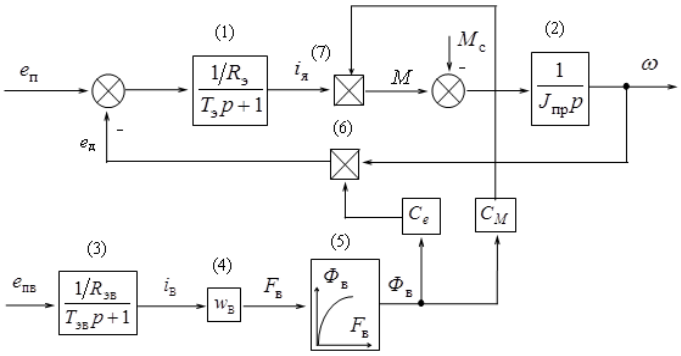


Рис. 6.6. Структурная схема ДПТ, регулируемого по цепям якоря и возбуждения

Можно выразить еще проще:

$$K_{\Phi} \approx \frac{\Phi_{\text{вн}}}{w_{\text{в}} i_{\text{вн}}} = const\cdot$$

2. Линеаризация блока (7) через приращения координат:

$$M = C_M \Phi_{‰} i_{\text{Ш}},$$

$$\left(M + \Delta M\right) = C_M \left(\Phi_{‰} + \Delta\Phi_{‰}\right)\left(i_{\text{Ш}} + \Delta i_{\text{Ш}}\right),$$

$$\Delta M = C_M \Phi_{\text{в}}\big|_{\text{т.А}}\,\Delta i_{\text{я}} + C_M i_{\text{я}}\big|_{\text{т.А}}\,\Delta\Phi_{\text{в}}\,.$$

3. Линеаризация блока (6) через приращения координат:

$$\Delta e_{\text{дв}} = C_e \Phi_{\text{в}}\big|_{\text{т.А}}\,\Delta\omega\ + C_e \omega\big|_{\text{т.А}}\,\Delta\Phi_{\text{в}}\,.$$

Для более детального изучения вопроса линеаризации см. [3].

Математическая модель ДПТ в векторно-матричной форме может быть представлена в виде:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + CF(t) , & (1) \\ Y(t) = KX(t) , & (2) \end{cases}$$

где (1) – описывает изменение переменных состояния при изменении управляющих и возмущающих воздействий, а также в зависимости от начальных значений вектора сотояния;

(2) – это уравнение выхода, связывает выходные технологические координаты $Y(t)$ с переменными состояния $X(t)$.

Во-первых, составляем векторы:

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} i_{\text{я}} & \omega \end{bmatrix}^{\text{T}};$$

$$\boldsymbol{U} = \begin{bmatrix} u \end{bmatrix} = e_{\text{П}};$$

$$\boldsymbol{F} = \begin{bmatrix} f \end{bmatrix} = i_{\text{с}}.$$

$J_{\text{ПР}}$ и $K_{\text{ДВ}}$ принимаем *const.*

Во-вторых, используя ММ электропривода постоянного тока в форме Коши, составляем матрицы:

$$\underset{(2\times2)}{A} = \begin{array}{c} \\ i_{\text{я}} \\ \omega \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} i_{\text{я}} & \omega \end{array} \\ \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{T_{\text{э}}} & \dfrac{1}{T_{\text{э}} R_{\text{э}} K_{\text{ДВ}}} \\ \dfrac{1}{J_{\text{ПР}} K_{\text{ДВ}}} & 0 \end{bmatrix} \end{array} \text{ – матрица состояния,}$$

$$\underset{(2\times1)}{B} = \begin{array}{c} \\ i_{\text{я}} \\ \omega \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{c} e_{\text{П}} \end{array} \\ \begin{bmatrix} \dfrac{1}{T_{\text{э}} R_{\text{э}}} \\ 0 \end{bmatrix} \end{array} \text{ – матрица управления,}$$

$$\underset{(2\times1)}{C} = \begin{matrix} i_C \\ i_Я \\ \omega \end{matrix}\begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{1}{J_{ПР}K_{ДВ}} \end{bmatrix}$$ – матрица возмущения.

В-третьих, зададимся, что в данном случае является выходной технологической координатой (пусть это будет линейная скорость перемещения рабочего органа):

$Y = \left[V_{вых}\right]$; $V_{вых}$ – линейная скорость.

$$Y_{вых} = K_1\omega_1,\ K_1\omega_1 = V_{вых},$$

где K_1 – радиус приведения.

Тогда $\underset{(1\times2)}{K} = \begin{matrix} i_Я & \omega \end{matrix}\begin{bmatrix} 0 & K_1 \end{bmatrix}$ – матрица выхода.

Все вышеизложенное относится к линейным моделям ОУ. Если модель ОУ содержит нелинейности, т. е. система обыкновенных дифференциальных уравнений является нелинейной, то применение векторно-матричного метода предполагает использование специальных приемов для описания соответствующих нелинейностей (применение двух матриц, применение фиксированных векторов и т.п., см. [4.5]).

6.1.2. Математические модели силовых электромашинных преобразователей как объектов управления

Системы ругулирования мощных эектроприводов могут содержать в качестве силового регулируемого преобразователя электромашинный агрегат, содержащий генератор постоянного тока, выходная э.д.с. которого регулируется изменением тока возбуждения. Функциональная схема электромашинного агрегата приведена на рис. 6.7.

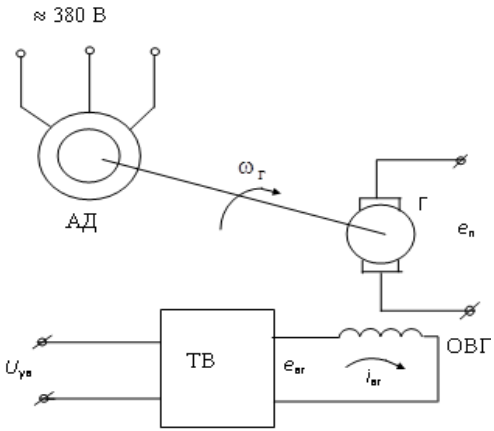


Рис. 6.7. Функциональная схема силового электромашинного преобразователя

Якорь генератора приводится во вращение с постоянной скоростью с помощью гонного асинхронного двигателя (АД). Обмотка возбуждения (ОВГ) генератора питается от регулируемого тиристорного возбудителя (ТВ). При определении ММ преобразователя будем полагать, что $\omega_г = const$, а также примем следующие допущения:

- пренебрегаем реакцией якоря;
- пренебрегаем влиянием вихревых токов (для машин малой и средней мощности это допущение является общепринятым).

Требуется найти зависимость $e_п = f(U_{ув})$. Запишем соотношения для приращений координат:

$$\Delta e_п = C_{ег}\omega_г \Delta \Phi_г,$$

$$\Delta \phi_г = K_{фг} w_{вг} \Delta i_{вг},$$

где $w_{вг}\Delta i_{вг} = \Delta F_г$, $C_{ег}\omega_г = \text{const}$,

$$K_{фг} = \frac{\Delta \Phi_г}{\Delta F_г} \approx \frac{\Phi_{гн}}{F_{гн}} = const,$$

$C_{ег}$ – конструктивная постоянная,

$w_{вг}$ – число витков обмотки возбуждения генератора.

Коэффициент $K_{фг}$ линеаризует кривую насыщения магнитной цепи генератора в т. А, соответствующей номинальному режиму (см. рис. 6.8).

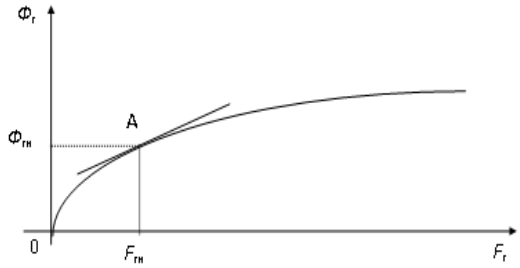


Рис. 6.8. Кривая насыщения магнитной цепи генератора

Математическая модель процессов в цепи возбуждения генератора аналогична ММ цепи возбуждения электродвигателя и представляет собой апериодическое вено 1-го порядка:

$$W_{вг}(P) = \frac{\Delta i_{вг}(P)}{\Delta e_{вг}(P)} = \frac{1/R_{эвг}}{T_{эвг}P + 1},$$

где $R_{эвг}$, $T_{эвг}$ – эквивалентные параметры цепи возбуждения генератора.

С учетом приведенных соотношений ММ генератора может быть представлена в виде передаточной функции:

$$W_{г}(P) = \frac{e_{п}(P)}{e_{вг}(P)} = \frac{K_{г}}{T_{эвг}P + 1},$$

где $K_г$ – коэффициент передачи генератора,

$$K_{г} = \frac{C_{ег}\omega_{г}K_{фг}}{R_{эвг}}.$$

Для генераторов большой мощности влияние вихревых токов отразится на увеличении $T_{эвг}$, либо их модель представляется в виде динамического звена 2- го порядка [4].

6.1.3. Математические модели силовых тиристорных преобразователей как объектов управления

Тиристорные преобразователи применяются в качестве источников регулируемого напряжения для питания якорной цепи или цепи возбуждения электродвигателей постоянного тока. Для управления асинхронным двигателем (АД) применяется тиристорный преобразователь частоты (ТПЧ) со звеном постоянного тока или непосредственный преобразователь частоты (НПЧ) с векторным управлением потокосцеплением. На рис. 6.9. приведена обобщенная функциональная схема тиристорного преобразователя.

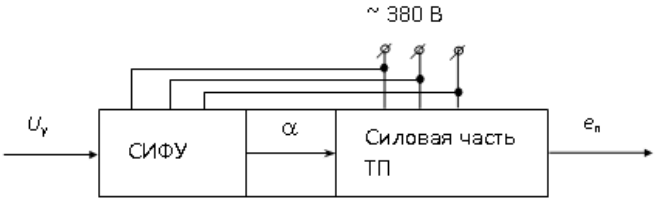


Рис. 6.9. Функцинальная схема тиристорного преобразователя

Тиристорный преобразователь (ТП) как элемент системы управления должен быть описан в статике и динамике .

Статическая модель.

Содержит регулировочную характеристику в осях $U_у$, $e_п$, т. е. $e_п=f(U_у)$.

Разобъем ТП на два основных модуля – систему мпульсно-фазового управления (СИФУ) и силовую часть (см. рис. 6.9).

ММ силовой части.

Схемотехника силовой части представляет собой один или два комплекта управляемых вентилей, включенных по нулевой или мостовой схеме (встречно-параллельной или перекрестной).

Опишем статическую зависимость e_n от α для силовой части , т.е. $e_п=f(\alpha)$.

Для зоны непрерывного тока:

$$e_n = e_{d0}\cos\alpha,$$
$$e_{d0} = K_{cx}E_{2ф},$$

где e_{d0} – максимальное средне-выпрямленное (среднее) значение э.д.с. преобразователя, $E_{2ф}$ – вторичная фазная ЭДС силового трансформатора, $K_{сх}$ – коэффициент схемы силового комплекта вентилей, $K_{сх}$ = 2,34 – для мостовой схемы, $K_{сх}$ = 1,17 – для нулевой схемы.

Для зоны прерывистых токов:

$$e_n = E_{d0}\frac{2\cos(\lambda/2+\alpha-\pi/m)\sin(\lambda/2)}{\lambda},$$

где λ – интервал проводимости тока, m – пульсность выпрямленного напряжения преобразователя ($\lambda < \pi/m$).

Заметим, что в зоне непрерывного тока $\lambda = m$.

ММ СИФУ.

Найдем статическую зависимость $\alpha = f(U_y)$, причем будем рассматривать наиболее распространенный вертикальный способ управления СИФУ с линейным или гармоническим опорным напряжением:

1. Линейное (пилообразное) опорное напряжение $U_{оп}$

На рис. 6.10. $U_{2ф}$ – гармонический сигнал, синхронизированный с силовой питающей сетью и сдвинутый вправо на угол, определяемый углом сдвига точки естественной коммутации (обычно 30^0). Синхронизация с питающей сетью наиболее просто осуществляется с помощью *RC*-цепочек, включаемых на выходе обмоток синхронизирующего трансформатора. Пилообразное напряжение генерируется интегратором со "сбросом" при напряжении пилы $U_{оп,м}$=(10..15) В.

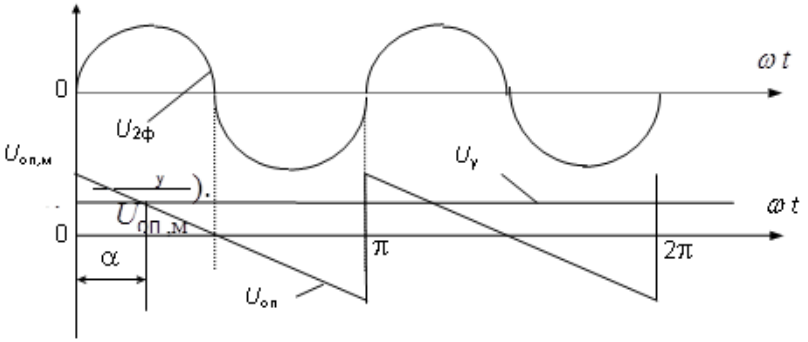


Рис. 6.10. К определению статической зависимости $\alpha = f(U_y)$

Очевидно, что для пилообразного (линейного) опорного напряжения искомая статическая зависимость будет иметь вид

$$\alpha = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{U_y}{U_{оп,м}}\right).$$

Следует заметить, что реальный диапаон изменения угла отпирания тиристоров, как правило, не превышает 5–175°. Минимальный (5°) угол отпирания определяется максимальной э.д.с. тиристорного преобразователя, а ограничение максимального угла предохраняет реверсивный тиристорный преобразователь от "прорыва" инвертора. Кроме того, важен правильный выбор начального угла отпирания тиристоров $\alpha_{нач}$, зависящего от способа управления комплектами тиристоров реверсивного преобразователя и параметров активно-индуктивной нагрузки преобразователя. В любом случае, этот угол равен полусумме углов отпирания тиристоров обоих комплектов вентилей, т. е.

$$\alpha_{нач} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2},$$

где α_1, α_2 – углы отпирания тиристоров выпрямительной и инверторной групп вентилей. Как правило, начальный угол

отпирания тиристоров находится в диапазоне $\alpha_{нач}= 90^0..125^0$, причем $\alpha_{нач} = 90^0$ выбирается только при совместном согласованном управлении комплектами вентилей.

2. Гармоническое (косинусоидальное) опорное напряжение $U_{оп}$.

Аналогично рассмотренному выше случаю статическая характеристика преобразователя будет характеризоваться зависимостью

$$\alpha = \arccos(\frac{U_{у}}{U_{оп,м}}).$$

Заметим также, что в качестве опорного напряжения иногда применятся $U_{оп}$ в виде отрезков полусинусоид (обычно для маломощных тиристорных преобразователей старых модификаций). Найдем результирующую статическую зависимость $e_п=f(U_у)$. Воспользуемся графическим способом, причем в целях упрощения построений рассмотрим лишь один из квадрантов работы реверсивного преобразователя (рис. 6.11). Возьмем произвольную точку А на кривой $e_п = f(\alpha)$, опустим из нее перпендикуляр на кривые $\alpha = f(U_у)$, соответствующие линейному и гармоническому опорным напряжениям, из точек пересечения с ними проведем горизонтальные прямые до пересечения с вертикальной осью координат . Далее, через точки пересечения с вертикальной осью координат проведем концентрические дуги (пунктирные кривые на рис. 6.11) до пересечения с горизонтальной осью координат и восстановим перпендикуляры до пересечения с горизонтальными прямыми, проходящими через точку А. Таким образом, получим точки результирующих кривых $e_п=f(U_у)$ для обоих опорных напряжений СИФУ. Кривая 1 соответствует линейному опорному напряжению, кривая 2 – гармоническому опорному напряжению. Полученные кривые характеризуются аналитическими зависимостями:

1. $e_п = E_{d0}\sin(U_у / U_{оп,м})$,
2. $e_п = K_{тп}U_у$,

где $K_{тп}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя, определяемый выражением.

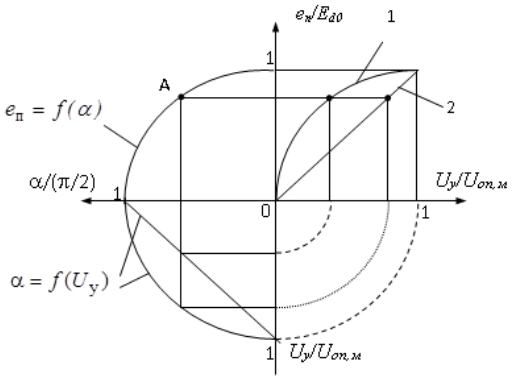


Рис. 6.11. К определению статической зависимости $e_п = f(U_у)$

Заметим, что при линейном опорном напряжении статическая характеристика тиристорного преобразователя является нелинейной, а следовательно, коэффициент передачи преобразователя является величиной переменной:

$$K_{тп} = E_{d0} / U_{оп,м}.$$

Те же самые зависимости тиристорного преобразователя, питающего цепь якоря двигателя постоянного тока с учетом зоны прерывистых токов имеют вид, приведенный на рис. 6.12.

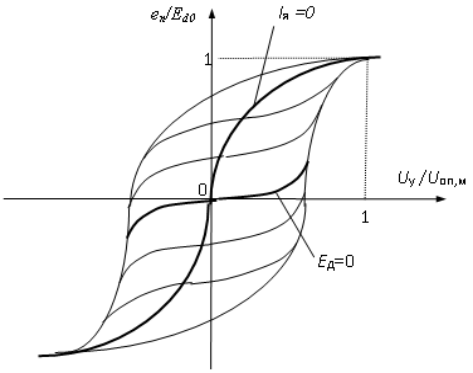


Рис. 6.12. Статические характеристики реверсивного тиристорного преобразователя с учетом зоны прерывистых токов

Регулировочная характеристика для зоны прерывистых токов является неоднозначной т.е. одному значению $U_у$ соответствует семейство значений $e_п$.

На выходе ТП мы получаем э.д.с., зависящую от:

1. величины статической нагрузки (потребляемого преобразователем тока);
2. величины противо-э.д.с. двигателя при работе преобразователя на якорную цепь двигателя;
3. характера нагрузки (активный, активно-индуктивный).

Регулировочная характеристика имеет зону $2\Delta U_у$ нечувствительности рабоы ТП, величина которой зависит от характера нагрузки преобразователя.

Для гармонического опорного напряжения $U_{оп}$ СИФУ регулировочная характеристика ТП имеет вид параллелограмма (рис. 6.13).

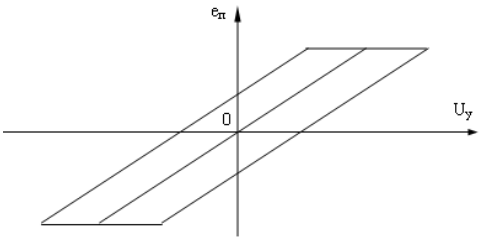


Рис. 6.13. Регулировочная характеристика ТП
при гармоническом опорном напряжения СИФУ

Динамическая модель.

Модель ТП в динамике с учетом его временных, либо частотных свойств выбирается в зависимости от характера решаемой задачи.

Для целей синтеза САУ на практике применяют три модели:

1. В виде безинерционного звена

$$W(p)=K_{тп},$$

где $K_{тп}= \partial e_п / \partial U_у$.

Как элемент объекта управления предпочтительнее модель ТП с гармоническим $U_{оп}$. В этом случае $K_{тп}= E_{d0} / U_{оп,м}$.

2. В виде инерционного звена 1-го порядка (апериодического звена)

$$W(P) = \frac{K_{тп}}{T_{тп}P + 1}.$$

Постоянная времени $T_{тп}$ тиристорного преобразователя определяется выражением:

$$T_{тп} = \frac{1}{2mf_c} + T_{Ф,\,СИФУ},$$

где m – пульсность преобразователя (m = 3 для нулевых и m = 6 для мостовых схем выпрямителей); первое слагаемое – среднестатистическое запаздывание преобразователя;

f_c – частота питающей сети (50 Гц для отечественных преобразова-телей);

$T_{ф,\,сифу}$ – постоянная времени фильтра на входе СИФУ. Для большинства тиристорных преоразователей величина $T_{тп}$ находится в диапазоне 5–10 мс.

3.В виде звена с чистым запаздыванием

$$W(p)=K_{тп}e^{-T_{тп}P}.$$

Эти модели применимы как для целей синтеза, так и анализа САиУ. Для целей анализа могут применятся более сложные модели, учитывающие влияние дискретного характера работы преобразователя, неполную управляемость тиристоров, а также аспекты, связанные с характером нагрузки ТП.

6.2. Математические модели датчиков координат САиУ, устройств преобразования и приема/передачи информации

Основными координатами электромеханических САиУ являются: скорость вращения ω или линейная скорость $V_{лин}$ перемещения рабочего органа, угловое положение вала φ или линейное перемещение S рабочего органа, статическая

нагрузка на валу рабочего органа M_c, напряжение на активной или активно-индуктивной нагрузке $U_н$, натяжение $\eta_н$ нити или полотна, усилие рабочего органа, температура объекта управления, давление жидкостей или газов и т. д. ММ датчиков этих координат САиУ обычно представляются в виде безинерционных звеньев: $K_{дс}$, $K_{дп}$, $K_{дм}$ ... . Иногда, в частности при необходимости фильтрации, сглаживания пульсаций измеряемых сигналов, ММ датчиков координат САУ представляют в виде инерционных моделей 1-го или более высокого порядка. Тот же тахогенератор (ТГ) постоянного тока обладает: оборотными пульсациями вследствие неравномерности магнитного зазора, коллекторными пульсациями, зубцовыми и полюсными пульсациями. В силу этого при синтезе САР скорости тахогенератор, как правило, рассматривают в виде апериодическое звено 1-го порядка. Величина постоянных времени фильтров на выходе датчиков координат обычно не превышает 5 мс.

Полоса пропускания современных устройств преобразования, приема/передачи информации о координатах состояния промышленных электромеханических САУ достаточно высока по сравнению с полосой пропускания силовых модулей, чтобы их ММ можно было рассматривать безынерционными звеньями.

6.3. Математические модели регуляторов САиУ

Устройство управления (УУ) состоит из регуляторов, следовательно необходимо иметь формальные модели этих регуляторов. В качестве регуляторов систем автоматизации и управления применяются электронные регуляторы на основе аналоговой и цифровой элементной базы, механические, пневманические, гидравлические, электропневматические регуляторы с той или иной характеристикой и т.п.

Независимо от технического назначения регуляторов (регуляторов скорости, положения рабочего органа, давления, натяжения , температуры и т. д.) все они подразделяются на 2 больших класса:

- параметрические регуляторы класса «Вход/Выход» (П-, ПИ-, ПИД- и т.п. регуляторы);

- регуляторы состояния САУ (апериодические, модальные и т.п.). В отличие от регуляторов 1-го класса они контролируют все состояние системы либо ее некоторой части, т. е. имеют обратные связи по полному вектору состояния, либо по усеченному вектору состояния системы.

Первый класс регуляторов на функциональных схемах САУ обозначается в виде переходной функции, которую имеет данный регулятор, например в виде, приведенном на рис. 6.14, *а*.

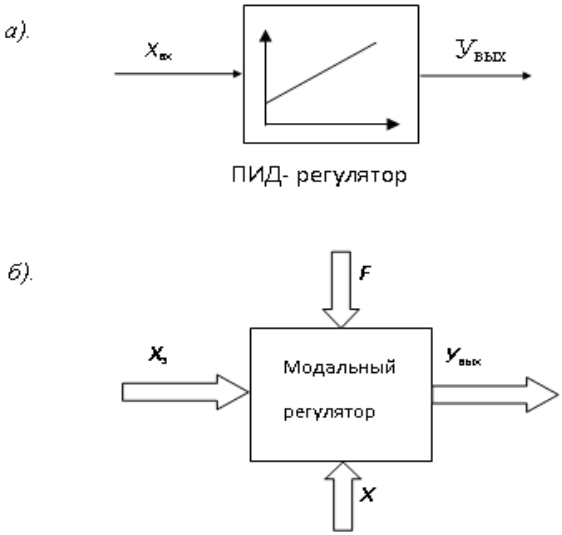


Рис. 6.14. Функциональные схемы регуляторов САУ

Обозначения на схеме:

$X_{вх}$ – входной сигнал – сигнал ошибки регулирования той или иной координаты САиУ;

$У_{вых}$ – выходной сигнал регулятора.

Регуляторы состояния (рис. 6.14, *б*), в отличие от регуляторов класса «Вход/Выход» имеют как минимум обратную связь по вектору состояния. В общем случае они еще имеют входные задающие и возмущающие воздействия.

Обозначения на схеме:

$\boldsymbol{X}_з$ – вектор задающих воздействий;

$\boldsymbol{X}_з=[x_{з1}\ x_{з2}\ x_{з3}\ \ldots\ x_{зk}]^T$;

$\boldsymbol{X}$ – вектор (полный или усеченный) состояния САиУ;

$\boldsymbol{X}=[x_1\ x_2\ x_3\ \ldots\ x_n]^T$;

$\boldsymbol{Y}_{вых}$ – вектор выходных воздействий регулятора;

$\boldsymbol{Y}_{вых}=[y_1\ y_2\ y_3\ \ldots\ y_m]^T$;

$\boldsymbol{F}$ – вектор возмущающих воздействий;

$\boldsymbol{F}==[f_1\ f_2\ f_3\ \ldots\ f_d]^T$.

При $k = m = 1$ векторный регулятор состояния преобразуется в скалярный регулятор.

Рассмотрим наиболее часто применяемые в различных САиУ параметрически оптимизируемые регуляторы класса «Вход/Выход».

Их можно представить в виде усилительного звена – операционного усилителя (рис. 6.15).

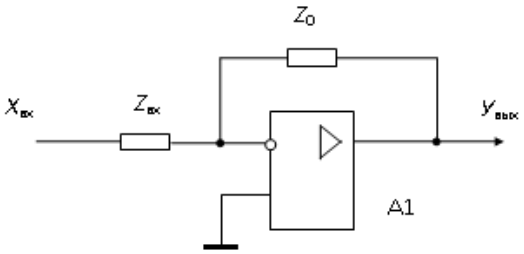


Рис. 6.15. Функциональная схема регулятора класса «Вход/Выход

Обозначения на схеме:

A1 – операционный усилитель;

$Z_{вх}$, Z_0 – комплексные сопротивления во входной цепи и в цепи обратной связи операционного усилителя.

Математическую модель таких регуляторов чаще всего представляют либо в виде передаточной функции (структурной схемы), либо в виде дифференциальных уравнений (переходной функции). Входной сигнал представляет собой разность между задающим сигналом и сигналом обратной связи по регулируемой координате (ошибку регулирования). Обратная связь всегда отрицательна, а значит либо входной, либо

выходной сигнал операционного усилителя должен быть инверсным. На рис. 6.16 приведена принципиальная электрическая схема простейшего регулятора класса «Вход/Выход» с пропорциональнй структурой.

Обозначения на схеме:

А1 – операционный усилитель;

$R_з$, R_0, $R_{ос}$ – активные сопротивления соответственно в цепи задания, в цепи собственной обратной связи операционного усилителя и в цепи обратной связи регулятора;

$X_з$ – сигнал задания;

$X_{ос}$ – сигнал обратной связи с датчика регулируемой координаты;

$Y_{вых}$ – выходной сигнал регулятора.

При математическом описании регуляторов применим следущую последовательность: принципиальная схема регулятора ⇨ передаточная функция ⇨ временная характеристика (реакция на единичное ступенчатое воздействие), т. е. переходная характеристика ⇨ переходный процесс изображение блок-схемы ⇨ регулятора (функциональная схема).

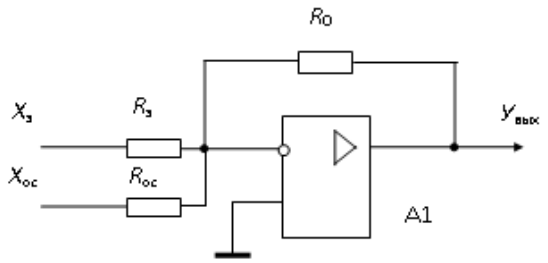


Рис. 6.16. Принципиальная электрическая схема регулятора класса «Вход/Выход»

1. Пропорциональный регулятор (П-регулятор).

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 6.16. Будем полагать, что на входе регулятора – сигнал ошибки регулирования $X_{вх}$, причем $X_{вх} = X_з - X_{ос}$. При этом вместо двух резисторов $R_З$ и $R_{ос}$ используется один – $R_{вх}$.

Передаточная функция регулятора

$$W(P) = \frac{Z_0(P)}{Z_{ВХ}(P)} = \frac{R_0(P)}{R_{ВХ}(P)} = \frac{R_0}{R_{ВХ}} = K_{РЕГ}.$$

Хотя пропорциональный регулятор теоретически позволяет пропускать через себя сигналы всего спектра частот, в действительности его частотные свойства носят ограниченный характер поскольку в области высоких частот коэффициент передачи $K_{рег}$ будет снижаться и появится фазовый сдвиг между $X_{вх}$ к $Y_{вых}$. Ограничение спектра пропускания частот осуществляется цепями внутренней коррекции операционных усилителей и реальная полоса пропускания пропорциональных регуляторов ограничивается сотнями Гц или единицами кГц. Цепи коррекции операционных усилителей позволяют повысить помехозащищенность канала регулирования.

Временная харрактеристика регулятора:

$$Y_{вых}(t)=K_{рег}X_{вх}(t).$$

Переходный процесс в регуляторе будет иметь вид, изображенный на рис. 6.17.

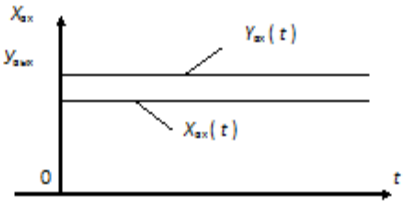


Рис. 6.17. Переходный процесс в пропорциональном регуляторе

Функциональная схема пропорционального регулятора приведена на рис. 6.18.

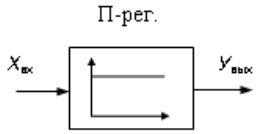


Рис. 6.18. Функциональная схема пропорционального регулятора

2. Интегральный регулятор (И-регулятор).

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 6.19.

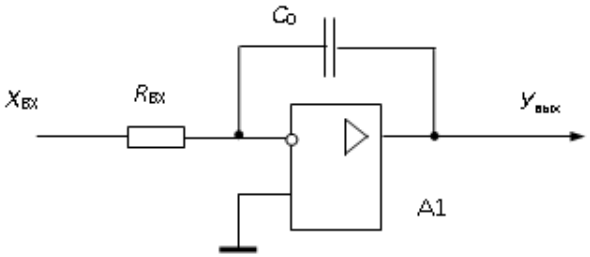


Рис. 6.19. Принципиальная электрическая схема интегрального регулятора

Передаточная функция регулятора

$$W(P)=\frac{Z_0(P)}{Z_{ИО}(P)}=\frac{1/C_0P}{R_{ИО}(P)}=\frac{1}{R_{ИО}C_0P}=\frac{1}{T_ИP},$$

где $T_И$ – постоянная времени интегратора, $T_И = R_{ВХ}C_0$.

Временная характеристика регулятора:

$$Y_{вых}(t)= Y_{вых}(0)+1/(R_{ВХ}C_0)X_{вх}(t)t.$$

Переходный процесс в регуляторе при нулевых начальных условиях ($Y_{вых}(0)=0$) будет иметь вид, изображенный на рис. 6.20.

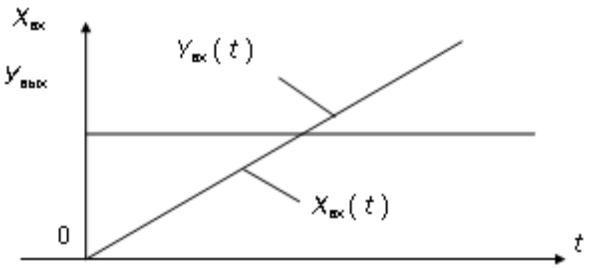


Рис. 6.20. Переходный процесс в интегральном регуляторе

Функциональная схема интегрального регулятора приведена на рис. 6.21.

3. Дифференциальный регулятор (Д-регулятор).

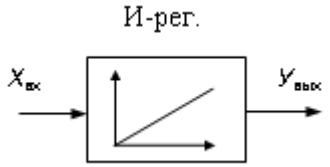


Рис. 6.21. Функциональная схема интегрального регулятора

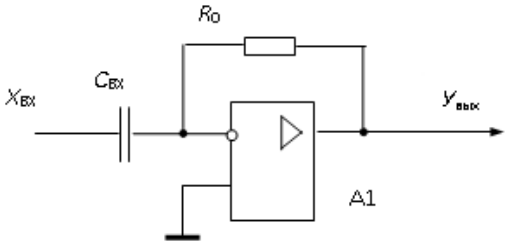


Рис. 6.22. Принципиальная электрическая схема дифференциального регулятора

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 6.22.

Передаточная функция регулятора

$$W(P) = \frac{Z_0(P)}{Z_{ВХ}(P)} = \frac{R_0}{1/C_{ВХ}P} = R_0 C_{ВХ} P = T_Д P \ ,$$

где $T_Д$ – постоянная времени интегратора, $T_Д = R_0 C_{ВХ}$.

Временная харрактеристика регулятора:

$$y_{вых}(t) = T_Д \delta(t),$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака.

Переходный процесс в регуляторе будет иметь вид, изображенный на рис. 6.23.

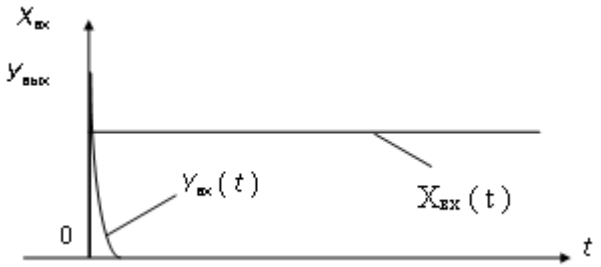


Рис. 6.23. Переходный процесс в дифференциальном регуляторе

Следует отметить, что ограниченная полоса пропускания частот самих операционных усилителей не позволяет реализовать чистое (идеальное) дифференцирование. Кроме того, в силу низкой помехозащищенности дифференциальных регуляторов сложилась практика применения реальных дифференцирущих звеньев и принципиальные схемы таких регуляторов несколько отличаются от приведенной на рис. 6. 22.

Функциональная схема дифференциального регулятора приведена на рис. 6.24.

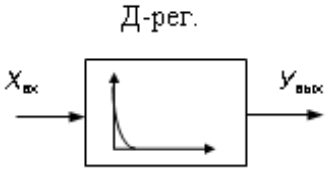


Рис. 6.24. Функциональная схема дифференциального регулятора

4. Пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор).

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 6.25.

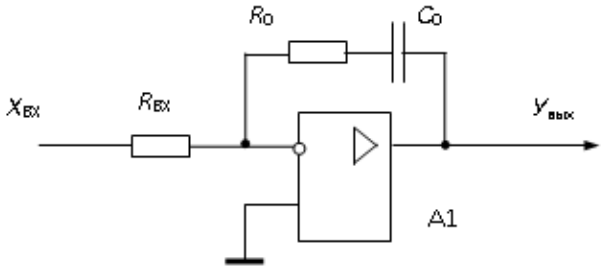


Рис. 6.25. Принципиальная электрическая схема пропорционально-интегрального регулятора

Передаточная функция регулятора

$$W(P) = \frac{Z_0(P)}{Z_{ВХ}(P)} = \frac{R_0 + 1/C_0P}{R_{ВХ}} = \frac{R_0}{R_{ВХ}} + \frac{1}{R_{ВХ}C_0P} = K_{PI}$$

где $K_{РЕГ}$ – коэффициент передачи регулятора, $K_{РЕГ} = R_0/R_{ВХ}$; $T_И$ – постоянная времени интегратора, $T_И = R_{ВХ}C_0$.

Временная харрактеристика регулятора:

$$y_{вых}(t) = y_{вых}(0) + (K_{РЕГ} + t/(R_{ВХ}C_0))X_{вх}(t).$$

Переходный процесс в регуляторе при нулевых начальных условиях будет иметь вид, изображенный на рис. 6.26.

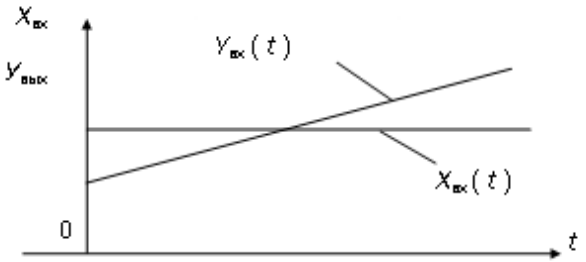


Рис. 6.26. Переходный процесс в ПИ-регуляторе

Передаточную функцию пропорционально-интегрального регулятора часто представляют не в виде суммы двух слагаемых, а в виде так называемого изодромного звена

$$W(P) = \frac{T_{из}P + 1}{T_{и}P},$$

где $T_{ИЗ}$ – постоянная времени изодромного звена, $T_{ИЗ} = R_0C_0$, $T_И$ – постоянная времени интегрирования регулятора, $T_И = R_{ВХ}C_0$.

Функциональная схема пропорционально-интегрального регулятора приведена на рис. 6.27.

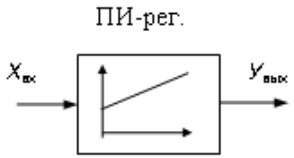


Рис. 6.27. Функциональная схема пропорционально-интегрального регулятора

ПИ-регулятор, включенный в структуру САУ, обеспечивает компенсацию одной большой постоянной времени объекта управления (см. раздел 8.1).

5. Пропорционально-дифференциальный регулятор (ПД-регулятор)

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 6.28.

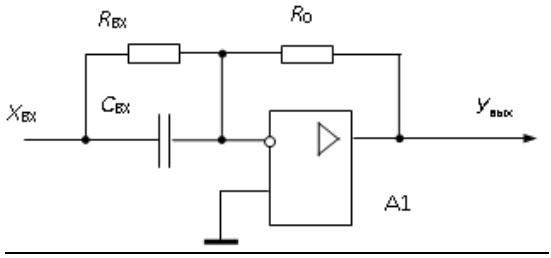


Рис. 6.28. Принципиальная электрическая схема пропорционально-дифференциального регулятора

Передаточная функция регулятора

$$W(P)=\frac{Z_0(P)}{Z_{вх}(P)}=\frac{R_0}{(R_{вх}/C_{вх}P)/(R_{вх}+1/C_{вх}P)}=\frac{R_0}{R_{вх}}+R_0C_{вх}P=K_{рег}+T_дP,$$

где $K_{РЕГ}$ – коэффициент передачи регулятора, $K_{РЕГ} = R_0/R_{ВХ}$;

$T_Д$ – постоянная времени интегратора, $T_Д = R_0C_{ВХ}$.

Временная харрактеристика регулятора:

$$У_{вых}(t)= K_{РЕГ}\, X_{вх}(t) + T_Д\delta(t),$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака.

Переходный процесс в ПД-регуляторе будет иметь вид, изображенный на рис. 6.29, функциональная схема регулятора приведена на рис. 6.30.

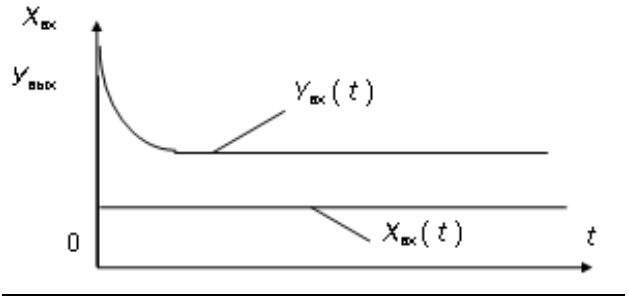


Рис. 6.29. Переходный процесс в ПД- регуляторе

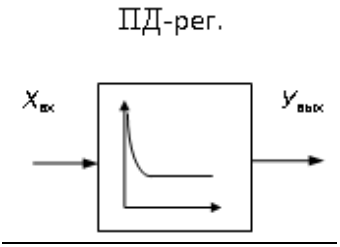


Рис. 6.30. Функциональная схема
пропорционально-дифференциального регулятора

6.Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор).

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 6.31.

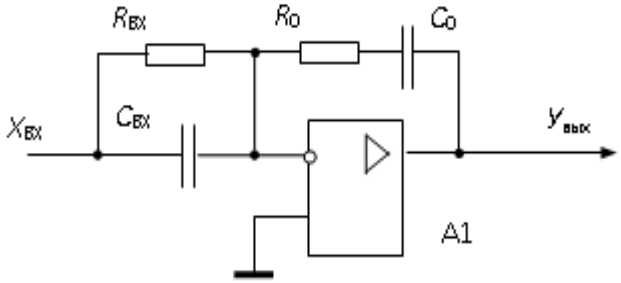


Рис. 6.31. Принципиальная электрическая схема ПИД - регулятора

Передаточная функция регулятора

$$W(P)=\frac{Z_0(P)}{Z_{ВХ}(P)}=\frac{R_0+1/C_0P}{(R_{ВХ}/C_{ВХ}P)/(R_{ВХ}+1/C_{ВХ}P)}=(\frac{R_0}{R_{ВХ}}+\frac{C_{ВХ}}{C_0})+1/R_{ВХ}C_0P+$$
$$+R_0C_{ВХ}P=K_{РЕГ}+1/T_{И}P+T_{Д}P\ ,$$

где $K_{РЕГ}$ – коэффициент передачи регулятора, $K_{РЕГ} = R_0/R_В + C_{ВХ}/C_0$;

$T_И$ – постоянная времени интегрирования, $T_И = R_{ВХ}C_0$;

$T_Д$ – постоянная времени дифференцирования, $T_Д = R_0C_{ВХ}$.

Временная характеристика регулятора:

$$y_{вых}(t)= y_{вых}(0) + K_{РЕГ}\, X_{вх}(t) + (1/T_И P)\, X_{вх}(t) + T_Д\delta(t),$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака.

Переходный процесс в регуляторе будет иметь вид, изображенный на рис. 6.32, функциональная схема приведена на рис. 6.33.

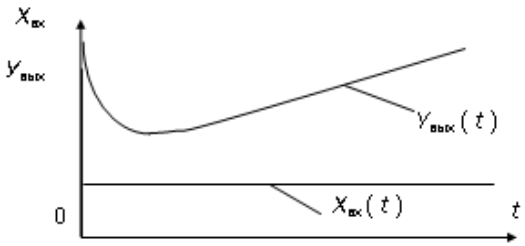


Рис. 6.32. Переходный процесс в ПИД- регуляторе

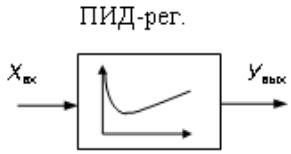


Рис. 6.33. Функциональная схема пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора

По аналогии с ПИ-регулятором ММ ПИД-регулятора часто представляют в виде изодромного звена второго порядка

$$W(P) = \frac{(T_{\text{ИЗ},1}P + 1)(T_{\text{ИЗ},2}P + 1)}{T_{\text{и}}P},$$

где $T_{\text{ИЗ},1}$, $T_{\text{ИЗ},2}$ – постоянные времени изодромного звена; $T_{\text{ИЗ},1} = R_0 C_0$, $T_{\text{ИЗ},2} = R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$.

ПИД-регулятор обеспечивает компенсацию двух больших постоянных времени объекта управления, обеспечивая интенсивность динамических процессов в САУ.

На практике применяются иные схемы ПД- и ПИД-регуляторов, обеспечивающие реальное дифференцирование ошибки регулирования и, соответственно, более высокую помехозащищенность САУ.

Помимо рассмотренных регуляторов применяются также регуляторы класса "вход/выход" иных структур: И-ПИ, $И^2$-ПИ и т. д.

7. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ САУ

Рассмотрим основные показатели и требования, предъявляемые к системам стабилизации координат объектов управления, системам программного управления, системам воспроизведения движений и следящим системам.

7.1. Системы стабилизации координат САУ

К таким САУ относятся, прежде всего, системы управления с непрерывным технологическим процессом (непрерывные прокатные станы, бумагоделательные машины, установки для производства полимерных материалов и др.). Требования к системам стабилизации формулируются в статике и в динамике.

В статике, т. е. в установившихся (квазиустановившихся) режимах функционирования систем стабилизации можно сформулировать два основных тесно взаимосвязанных требования:

1. обеспечение статической точности регулирования выходной координаты;
2. обеспечение диапазона регулирования выходной координаты с заданной статической точностью.

Наиболее часто стабилизируемой координатой в САУ является линейная или угловая скорость движения рабочего механизма. На рис. 7.1 приведена статическая (механическая) характеристика электропривода постоянного тока. Из рассмотренной механической характеристики следует, что абсолютная величина статической ошибки стабилизации скорости $\Delta\omega_c$ не зависит от скорости холостого хода (ω_0, ω'_0), а зависит от момента нагрузки на валу электропривода, поэтому оценку статической ошибки производят для некоторого среднего или номинального момента нагрузки. Зададимся диапазоном изменения нагрузки от $M_{min}= 0$ до M_{max}, тогда $M_{ср}=1/2(M_{min}+ M_{max})$ – среднее значение момента нагрузки.

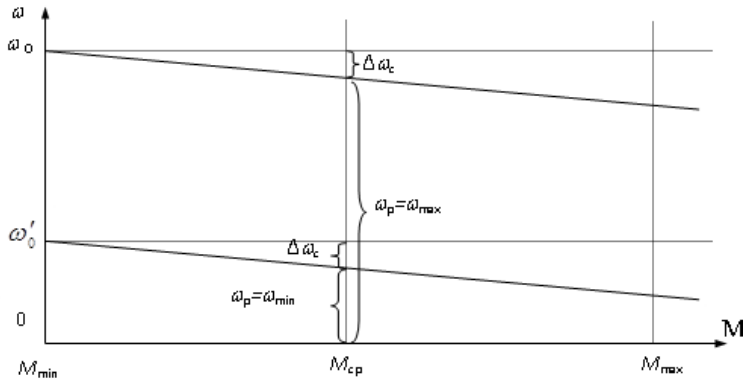


Рис. 7.1. Механическая характеристика электропривода постоянного тока

Абсолютная величина статической ошибки стабилизации скорости $\Delta\omega_c$ рассчитывается по формуле:

$$\Delta\omega_c = \omega_0 - \omega_p ,$$

где ω_p – рабочая скорость электропривода.

Относительная величина статической ошибки

$$\delta\omega_{\tilde{n}} = (\Delta\omega_{\tilde{n}} / \omega_{\partial})100\ \% .$$

Заметим, что величина относительной статической ошибки стабилизации скорости возрастает с уменьшением рабочей скорости.

Диапазон изменения любой координаты САУ всегда ограничен, в частности, для систем стабилизации скорости он фактически не превышает 100000. Диапазон стабилизируемых скоростей можно оценить следующим образом:

$D_\omega = \omega_{max} - \omega_{min}$ – абсолютная оценка,

$\delta D_\omega = \omega_{max} / \omega_{min}$ – относительная оценка.

По диапазону регулирования системы стабилизации скорости электропривода условно разделяют на системы:

- малого диапазона $(\delta D_\omega \le 3)$;

- среднего диапазона *(3 >$\delta D_\omega \le 50$);*
- широкого диапазона *($\delta D_\omega > 50$).*

Требование, предъявляемое к точности стабилизации скорости тесно связано с требованем к диапазону стабилизируемых скоростей:

$$(\delta\omega_{\text{с}})_{\text{доп}} \le \frac{\Delta\omega_{\text{с}}\,\delta D_{\omega}}{\omega_{\max}} 100\ \%.$$

Очевидно, что если требование к статической точности будет удовлетворено внизу заданного диапазона стабилизируемой координаты (при ω_{min} в рассматриваемом примере), то тем более оно будет удовлетворено вверху заданного диапазона.

Статическая ошибка в системе стабилизации некоторой координаты теоретически может быть сведена к нулю за счет включения интегральной составляющей в закон регулирования этой координаты (интегратора в структуру регулятора) или реализации скользящего режима во внешнем контуре (релейного закона управления с большой частотой переключения реле) [3, 4]. Система управления в этом случае становится астатической (нулевого или первого порядка) и ее квазиустановившийся режим работы характеризуется отсутствием статической ошибки регулирования.

В динамике, т. е. в режимах отработки системой изменений задающих и возмущающих воздействий внешней среды, к системе стабилизации могут предъявляться следующие требования:

а) в частотной области:

- обеспечение требуемой полосы пропускания замкнутого контура или частоты среза разомкнутого контура регулирования (гц);
- обеспечение требуемых запасов по амплитуде и фазе логарифмической частотной характеристики (ΔL, $\Delta\varphi$);

б) во временной области:

- обеспечение динамической точности стабилизации выходной координаты $\Delta x_{вых}(t)$;

- обеспечение быстродействия отработки ошибок регулирования при изменениях задающих и возмущающих воздействий (с);

- обеспечение требования к допустимому перерегулированию σ (%), колебательности выходной координаты $x_{вых}(t)$ (число колеаний) и т. п.

Динамическую точность систем стабилизации оценивают по величине мгновенного максимального отклонения $\Delta x_{вых,\ max}$ или по величине среднеквадратичного отклонения $\Delta x_{сркв}$ по отношению к заданному значению выходной координаты (%). Вторая оценка полнее характеризует точность системы, так как основана на статистических характеристиках САУ.

7.2. Системы программного управления

К таким САиУ относятся, прежде всего, системы управления металлорежущими станками и промышленными роботами, исполнительные органы (резцы станка, схваты манипулятора и т. п.) которых имеют сложные программные законы движения по одной или нескольким пространственным координатам. Программное управление такими САиУ осуществляют, как правило, с помощью систем числового программного управления (СЧПУ) того или иного класса (NC, CNC, SNC, DNC) [3]. Специфика СЧПУ подробно рассматривается учебной дисциплиной “Автоматизация типовых производственных процессов”, в настоящем разделе рассмотрены лишь основные требования к формированию программных режимов работы САиУ.

К классу систем программного управления предъявляются те же требования, что и к системам стабилизации в динамических режимах плюс ряд специфических требований, связанных с ограничением координат состояния объекта управления на допустимых уровнях. В отличие от систем стабилизации СЧПУ при позиционном и позиционно-контурном управлении могут функционировать в режимах больших отклонений координат, в том числе – при больших отклонениях

выходной координаты (положении исполнительного органа). В этой связи основные требования к программным системам управления можно сформулировать следующим образом:

а) максимум быстродействия при минимуме динамической ошибки отработки любых программно-задающих воздействий;

б) ограничение координат САиУ на допустимых уровнях во всех динамических режимах.

Эти требования тесно взаимосвязаны и обеспечиваются следующими техническими (в общем случае – программно-аппаратными) средствами:

- применением дополнительных нелинейных обратных связей по ограничиваемым координатам САиУ (типа "отсечек");
- применением задатчиков интенсивности (первого или второго рода);
- ограничением задающих воздействий внутренних контуров регулирования в многоконтурных САР, прежде всего в системах подчиненного регулирования координат;
- формированием таких программно-временных задающих воздействий, которые учитывают реальные динамические характеристики (возможности) объекта управления.

В электромеханических САиУ требуется ограничивать на допустимых уровнях следующие координаты:

- скорость электродвигателя $(\omega \le \omega_{max})$;
- ток якоря двигателя постоянного тока $(i_я \le i_{я,max},\ i_{я,max}=\lambda\, i_{я,ном}$, λ –перегрузочная способность двигателя) или ток статора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором $(i_c \le i_{c,max})$;
- скорость изменения тока якоря (статора) двигателя на допустимом уровне; для электрических машин обычного исполнения эта величина составляет (20 – 50) номинальных значений тока за секунду;
- ускорение электропривода (исполнительного механизма, рабочего органа) на уровне, определяемом требованиями технологического процесса, комфортности и др.

Ограничение координат САУ применением дополнительных нелинейных обратных связей

На рис. 7.2. приведена функциональная схема системы регулирования

скорости электропривода постоянного тока с дополнительной обратной связью типа “отсечка”.

Нелинейная обратная связь по току якоря вступает в действие, когда ток якоря превысит максимально допустимое значение. При этом реализуется условие: $|U_{дт}| > |U_{отс}|$, где $U_{отс}$ – напряжение “отсечки” нелинейного звена. Напряжение отрицательной обратной связи $U_{нз}$ приводит к снижению напряжения управления силового преобразователя и стабилизирует ток якоря на уровне максимально допустимого. В режиме токоограничения среднее значение $U_{дт} \approx U_{отс}$.

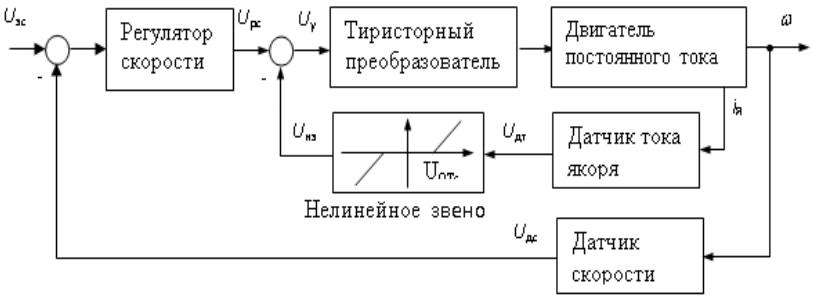


Рис. 7.2. Функциональная схема САР скорости с “отсечкой” по току якоря

Заметим, что регулятор скорости, обеспечивающий оптимальное в смысле какого либо критерия регулирование скорости, должен иметь переменную структуру, изменяющуюся при выходе тока на режим ограничения. С целью снижения выбросов тока якоря в такие моменты времени применяют так называемое “упреждающее токоограничение”, обеспечиваемое за счет дополнительной положительной обратной связи по скорости или э.д.с. двигателя, подаваемой на вход тиристорного преобразователя.

Ограничение координат САиУ с помощью задатчиков интенсивности

Задатчики интенсивности (ЗИ) служат для ограничения промежуточных координат САиУ. В электромеханических системах управления с помощью ЗИ ограничивают, прежде всего, ускорение и рывок рабочего органа (первую и вторую производные скорости электропривода).

Задатчики интенсивности 1-го рода служат для ограничения ускорения (замедления) электропривода и обеспечивают либо постоянство ускорения (замедления), либо постоянство времени регулирования при скачкообразном изменении сигнала задания скорости.

Структурная схема ЗИ 1-го рода, обеспечивающего постоянство ускорения электропривода в переходных режимах, приведена на на рис. 7.3.

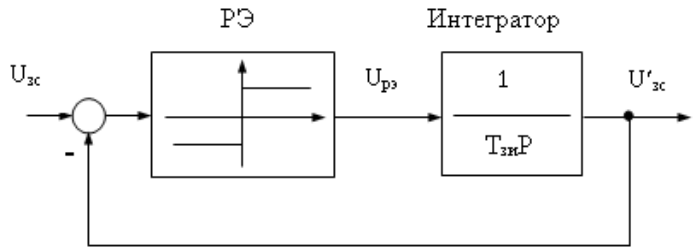


Рис. 7.3. Структурная схема ЗИ, обеспечивающая постоянство ускорения электропривода задатчика интенсивности

Напряжение задания скорости $U_{зс}$ можно изменять ступенчато, однако выходной сигнал ЗИ будет меняться линейно в функции времени:

$$U_{зи} = U'_{зс} = (1 / T_{зи}) U_{рэ}\, t,$$

где $U_{рэ}$ – напряжение релейного элемента (РЭ), $U_{рэ} = U_{рэ.max} sign\,(U_{зс} – U'_{зс})$.

Реакция ЗИ различные по величине ступенчатые воздействия приведена на на рис. 7.4.

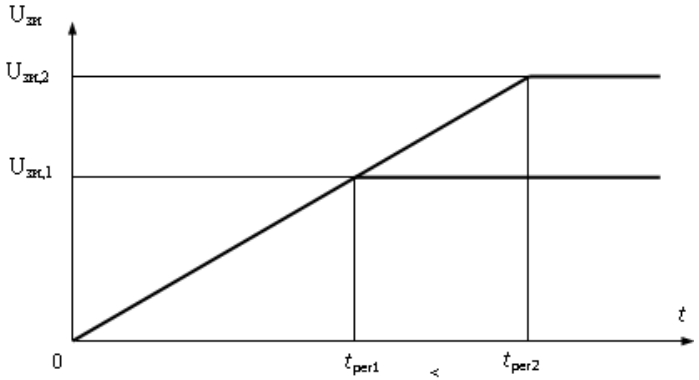


Рис. 7.4. Реакция ЗИ на скачкообразное изменение задающего воздействия

Задатчик интенсивности устанавливают на входе замкнутого контура регулирования скорости, который отрабатывает линейное задание скорости с некоторой динамической ошибкой, т. е. максимальное ускорение электропривода будет определяться только параметрами ЗИ *($U_{рэ.max}$, $T_{зи}$)* и коэффициентом передачи замкнутого контура скорости *($1/K_c$)*:

$$\varepsilon_{max} = (d\omega / dt)_{max} = U_{рэ.max} / T_{зи} K_c .$$

Структурная схема ЗИ, обеспечивающего постоянство времени регулирования при ступенчатых изменениях задающего воздействия, приведена на рис. 7.5.

Реакция такого ЗИ на ступенчатые изменения задающего воздействия приведена на рис. 7.6. Как видим, время отработки произвольного по величине скачка задания скорости постоянно и равно постоянной времени $T_{зи}$. Ускорение электропривода с таким ЗИ – величина переменная и зависит от приращения скорости за время $T_{зи}$.

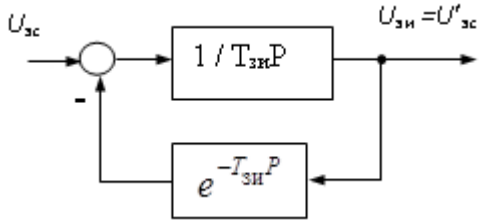


Рис. 7.5. Структурная схема ЗИ, обеспечивающего постоянство времени регулирования скорости

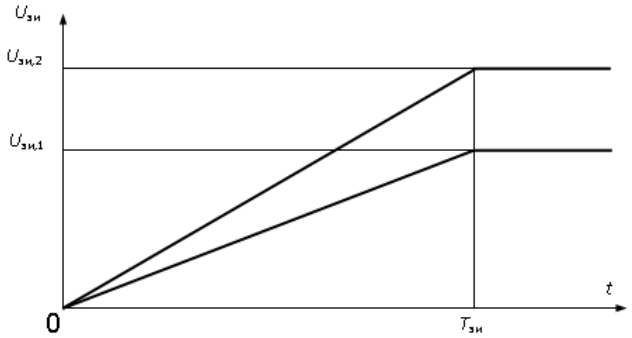


Рис. 7.6. Реакция ЗИ на скачкообразное изменение задающего воздействия

Задатчик интенсивности 2-го порядка в отличие от рассмотренных ЗИ содержит интегратор 2-го порядка, что позволяет ограничить на допустимом уровне не только первую, но и вторую производную регулируемой координаты. Следует отметить, что функции ЗИ в современных СЧПУ легко реализуются программно или аппаратно (на основе дискретных интегральных микросхем) [3].

Ограничение координат САУ посредством ограничения задающих воздействий

Этот способ ограничения координат нашел широкое распространение в многоконтурных САУ и, прежде всего, в

системах подчиненного регулирования координат электроприводов постоянного и переменного тока. Ограничение задающих воздействий внутренних контуров регулирования осуществляется за счет ограничения выходных сигналов регуляторов старших по отношению к ним контуров. Например, в САР скорости с подчиненным контуром регулирования тока якоря выходной сигнал регулятора скорости используется для ограничения тока якоря**.**

В позиционно-контурных системах ЧПУ иногда реализуется возможность ограничения координат САУ за счет формирования такой программной траектории исполнительного механизма, которая при хорошо прогнозируемых возмущающих воздействиях на исполнительный орган позволяет ограничить уровни скоростей и ускорений [3].

7.3. Следящие системы и системы воспроизведения движений

Эти классы систем управления имеют много общего. Прежде всего, следящие системы (СС) и системы воспроизведения движений (СВД) объединяет то, что они функционируют исключительно в режимах малых отклонений координат, т. е. ни одна координата САиУ (объекта управления и регуляторов) не должна выходить на режим ограничения. Отличает их лишь то обстоятельство, что в системах воспроизведения движений заранее рассчитывается программный закон изменения выходной координаты (положения, скорости, ускорения рабочего механизма), а в следящих САиУ перемещение исполнительного органа осуществляется по произвольному, заранее неизвестному закону.

Основной показатель функционирования СС и СВД – динамическая точность отработки требуемого задающего воздействия в условиях воздействия на систему возмущающих воздействий внешней среды. Полная количественная оценка точности СС и СВД производится в результате анализа их

работы в условиях совместного влияния задающих и возмущающих воздействий. Последние, как правило, имеют стохастический (случайный) характер. В связи с этим сложилась практика оценки точности этих систем по точности воспроизведения лишь задающих воздействий, меняющихся с постоянной скоростью, постоянным ускорением или по гармоническому закону.

Для оценки точности отработки задающих воздействий с постоянной скоростью и ускорением вводятся понятия добротности САУ по скорости и ускорению. В частности, добротность по скорости в следящей системе можно оценить по формуле

$$D_{\omega} = \frac{\omega_{з}}{\varepsilon_{уст}},$$

где $\omega_{з}$ – заданная постоянная скорость следящей системы (постоянная "заводка");

$\varepsilon_{уст}$ – установившееся значение динамической ошибки отработки заданного положения СС, изменяющегося по линейному закону.

Чем выше D_{ω}, тем меньше $\varepsilon_{уст}$ при неизменной "заводке" ($\omega_{з} = const$), а, следовательно, тем более качественна система. На рис. 7.7. приведена реакция следящей системы с астатизмом нулевого порядка на постоянную "заводку".

По отношению к задающему воздействию СС (СВД) будет обладать:

- астатизмом нулевого порядка при применении пропорционального (П) регулятора положения;
- астатизмом первого порядка при применении пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора положения;
- астатизмом второго порядка при применении пропорционально-интегрально-интегрального ($ПИ^2$) регулятора положения.

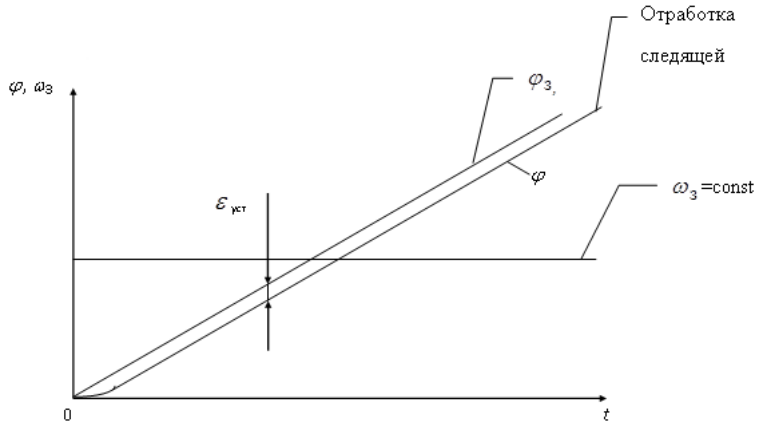


Рис. 7.7. Реакция следящей системы
на постоянную “заводку”.

При астатизме первого порядка без ошибки отрабатывается входной сигнал (задающее воздействие), меняющийся с постоянной скоростью, при астатизме второго порядка – меняющийся с постоянным ускорением. Заметим, что обеспечение астатизма второго порядка связано с проблемой обеспечения устойчивости системы [3].

Эффективным средством повышения точности СС и СВД является применение комбинированного управления (САиУ с обратными связями по отклонению и возмущению), а также введение инвариантности по задающему и возмущающему воздействиям (подробнее см. раздел 8.6).

8. СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

Задача синтеза САиУ – задача определения оптимального (в смысле некоторого критерия качества) управления. В качестве критериев качества управления могут выступать максимум производительности (максимум быстродействия), минимум себестоимости, минимум энергетических затрат, требуемое качество продукции и др. Поскольку, как правило, невозможно в результате синтеза получить экстремальные значения всех критериев качества функционирования системы, приходится выбирать в качестве основного тот или иной критерий, либо решать задачу многокритериального синтеза с учетом весовых коэффициентов при отдельных критериях качества.

Ниже рассмотрены типовые методы улучшения качественных показателей САиУ без привлечения оптимизационных процедур синтеза, а также вопросы структурно-параметрического синтеза простейших электромеханических САиУ на основе минимизации интегрально-квадратических критериев качества.

8.1. Типовые методы улучшения динамических показателей систем автоматизации и управления

Прежде, чем перейти к оптимизационным процедурам синтеза САиУ, рассмотрим, что лежит в основе традиционных подходов к задачам повышения качественных показателей автономных динамических систем регулирования. В идеальном случае динамическая погрешность отработки сигнала задания в САР должна быть равна нулю. На самом деле, ограничения, накладываемые на ресурсы управления, вынуждают искать некий компромисс, в частности – между временем регулирования и перерегулированием выходной координаты. При этом наиболее часто прибегают к одному из двух подходов.

8.1.1. Форсирование управляющего воздействия

Этот способ позволяет очень эффективно снизить динамическую ошибку регулирования в простейших САР. В качестве примера рассмотрим процесс регулирования тока возбуждения генератора постоянного тока. На рис. 8.1. приведены функциональная схема (*а*) объекта управления и переходные процессы (*б*) напряжения и тока возбуждения без форсирования и с форсированием управляющего воздействия.

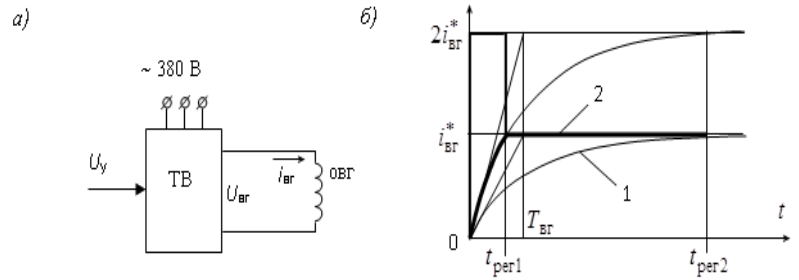


Рис. 8.1. К оценке эффективности форсирования управляющего воздействия

Тиристорный возбудитель (ТВ) представлен безынерционным звеном, цепь тока возбуждения – апериодическим звеном 1-го порядка. Эквивалентная постоянная времени цепи возбуждения принята равной $T_{вг}$. Кривая 1 – реакция тока возбуждения на ступенчатое задающее воздействие без форсировки управляющего водействия, кривая 2 – реакция тока возуждения на то же самое задающее воздействие с двухкратной форсировкой управляющего воздействия. Форсировка осуществляется кратковременно на время $t_{рег1}$, при котором ток возбуждения достигает заданного значения. Заметим, что форсирование сигнала управления позволяет в несколько раз снизить время регулирования и существенно уменьшить динамическую ошибку регулирования, однако далеко не всегда осуществимо. В частности, в рассмотренном примере тиристорный возбудитель для

реализации двухкратной форсировки должен иметь соответствующий запас по напряжению, а, следовательно, запас по углу отпирания тиристоров. К недостаткам этого метода следует отнести необходимость применения нетиповых корректирующих звеньев (релейного элемента и компаратора).

8.1.2. Компенсация больших постоянных времени объекта управления

Выполняется после структурно-параметрической декомпозиции объекта управления. Допустим, в результате структурной декомпозиции выделен объект управления, структурная схема которого приведена на рис. 8.2.

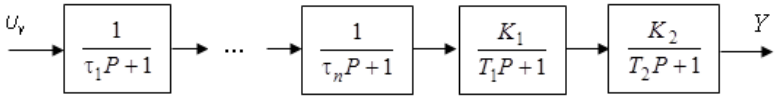


Рис. 8.2. Структурная схема выделенного из среды автономного объекта управления

Этот объект управления содержит 2 апериодических звена 1-го порядка с большими постоянными времени (БПВ) T_1 и T_2 и n звеньев с малыми постоянными времени (МПВ) τ_1 ... τ_n, причем $\tau_i << T_1, T_2$, $i = 1 \ldots n$. Тогда, учитывая, что произведением МПВ можно пренебречь, запишем выражение для эквивалентной МПВ:

$$T_{\mu} = \sum_{i=1}^{n} \tau_i .$$

Эту постоянную времени часто называют некомпенсированной малой постоянной времени, поскольку, во-первых, компенсации подлежат только БПВ, во-вторых, любая технически реализуемая САУ после компенсации всех БПВ все равно будет обладать некоторой инерцией и именно эта некомпенсированная МПВ будет определять быстродействие системы.

Таким образом, параметрическая декомпозиция ОУ приводит к замене всех звеньев с МПВ одним эквивалентным звеном

$$W(P) = \frac{1}{T_{\mu}P + 1} .$$

Установим на входе ОУ компенсирующее (корректирующее) ПИД-звено

$$W(P) = \frac{(T_1P+1)(T_2P+1)}{T_3P}.$$

Тогда, передаточная функция объекта управления со звеном компенсации (разомкнутого контура регулирования)

$$W_{\text{раз}}(P) = \frac{K_1K_2}{T_3P(T_{\mu}P+1)}.$$

Как видим ОУ существенно упростился и синтез оптимального управления им уже не представляет сложностей (см. следующий раздел). В замкнутой САР корректирующее звено целесообразно включить в структуру регулятора.

Заметим, что все сказанное справедливо лишь в случае идеальной компенсации БПВ объекта управления. В действительности параметры ОУ всегда рассчитываются (оцениваются) с некоторой погрешностью, при функционировании САР претерпевают температурные, временные и прочие изменения. Параметры компенсирующего звена также могут подвергаться температурному, временному дрейфу. Все это приводит к недокомпенсации или перекомпенсации БПВ и, как следствие, к снижению эффекта от компенсации. Кроме того, компенсация довольно больших постоянных времени требует соответствующих затрат энергии, а реальные ограничения, накладываемые на энергетические ресурсы, приводят к сужению зоны малых отклонений координат ОУ, т. е. к нелинейности САР. Тем не менее, данный метод улучшения динамических показателей широко применяется в сочетании с процедурами синтеза оптимальных систем управления.

8.2. Синтез одноконтурных САР

Любой автономный контур регулирования САУ необходимо стремиться настроить оптимально в смысле желаемого критерия качества регулирования. В линейных САР настройка контуров регулирования практически оказывается компромиссной, и чаще всего это компромисс между быстродействием и колебательностью. При этом замкнутый контур регулирования по сути дела представляет собой оптимальный в смысле заданного критерия качества фильтр с некоторым коэффициентом передачи.

В теории и практике синтеза САУ наибольшее распространение получили оптимальные фильтры Баттерворта (Боттерворса), Башарина, Бесселя, Чебышева, Калмана, Хемминга и др. [3].

В электромеханических САУ, например в системах управления электроприводами, настройку контуров регулирования осуществляют, как правило, в соответствии с фильтрами Баттерворта того или иного порядка. В качестве критериев качества регулирования (критериев оптимизации) здесь выступают интегральные квадратические критерии. Для фильтров Баттерворта 1…4 порядков эти критерии записываются в виде

$$1.\ J1=\int_0^{\infty}\{[(x3(t)-x(t)]^2+T\mu x(t)\}\,dt=\min;$$

$$2.\ J1=\int_0^{\infty}\{[(x3(t)-x(t)]^2+4T\mu x(t)^{4..2}\}\,dt=\min;$$

$$3.\ J1=\int_0^{\infty}\{[(x3(t)-x(t)]^2+64T\mu x(t)^{6...2}\}\,dt=\min;$$

$$4.\ J1=\int_0^{\infty}\{[(x3(t)-x(t)]^2+128T\mu x(t)^{6...2}+4096\,T\mu x(t)^{8..2}\}\,dt=\min,$$

где T_μ – малая некомпенсированная постоянная времени объекта управления,

$x_з$, x - заданное и фактическое значение регулируемой координаты,

. .. … ….

x, x, x, x – первая, вторая, третья, четвертая производные регулируемой координаты.

Передаточные функции замкнутых контуров регулирования, соответствующие фильтрам Баттерворта 1 … 4 порядков имеют вид:

1. $W_з(p)=\dfrac{1/K_{ос}}{T_μP+1}$ - контур 1-го порядка;

2. $W_з(p)=\dfrac{1/K_{ос}}{2T_μP(T_μP+1)+1}$ - контур 2-го порядка;

3. $W_з(p)=\dfrac{1/K_{ос}}{4T_μP[2T_μP(T_μP+1)+1]+1}$ - контур 3-го порядка;

4. $W_з(p)=\dfrac{1/K_{ос}}{8T_μP\{4T_μP[2T_μP(T_μP+1)+1]+1\}+1}$ - контур 4-го порядка,

где $K_{ос}$ – коэффициент обратной связи контура регулирования.

Заметим, что по мере увеличения порядка контура регулирования корни характеристических полиномов уменьшаются в геометрической прогрессии, а следовательно снижается быстродействие контуров.

Переходные функции $h(t_*)$ соответствующих контуров регулирования имеют вид:

1. $h(t_*)=1-e^{-t_*}$;

2. $h(t_*)=1-e^{-t_*/2}(\cos\dfrac{t_*}{2}+\sin\dfrac{t_*}{2})$;

3. $h(t_*)=1-e^{-t_*/2}-\dfrac{2}{\sqrt{3}}e^{-t_*/4}\sin(\dfrac{\sqrt{3}}{4}t_*)$;

4. $h(t_*)=1-e^{-t_*/4}[(1-\dfrac{t_*}{4})\cos\dfrac{t_*}{4}+(2+\dfrac{t_*}{4})\sin\dfrac{t_*}{4}]$,

где t_* – относительное время, $t_* = t / T_μ$.

На рис. 8.3. приведены переходные процессы в контурах регулирования, синтезированных в соответствие с фильтрами Баттерворта 1…4 порядка.

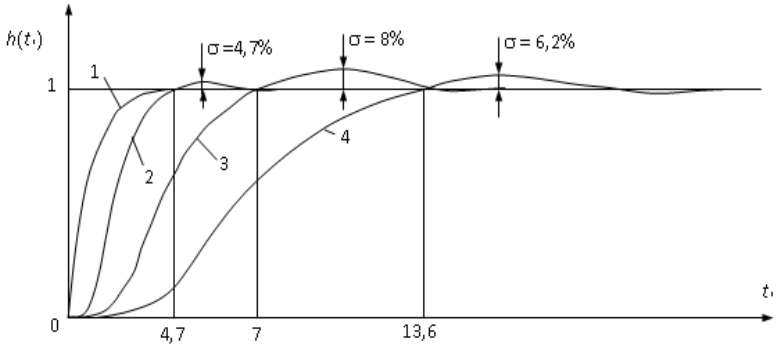


Рис. 8.3. Переходные процессы в одноконтурных САР 1…4 порядка, синтезированных в соответствие с фильтрами Баттерворта

Для подавляющего большинства САиУ перерегулирование выходной координаты не должно превышать 10 – 20 % в диапазоне малых отклонений координат, т. е. в линейной зоне. Заметим, что для фильтров Баттерворта перерегулирование не превышает 8 %.

8.3. Синтез многоконтурных САиУ

Большинство промышленных САиУ являтся многоконтурными, поскольку помимо выходной координаты технологические процессы и производства предъявляют жесткие требования к качеству регулирования и ограничению остальных (промежуточных) координат объектов управления. В практике проектирования одномерных многоконтурных САиУ хорошо себя зарекомендовал принцип подчиненного регулирования координат объектов управления с последовательной коррекцией их динамических свойств.

8.3.1. Принцип подчиненного регулирования координат объекта управления

Стуктурная схема многоконтурной САР с подчиненным регулированием координат объекта управления приведена на рис. 8.4.

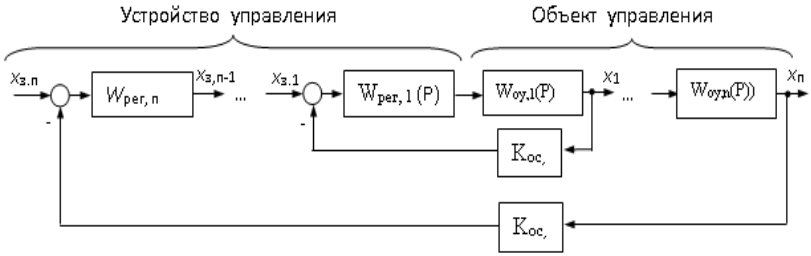


Рис. 8.4. Стуктурная схема многоконтурной САР с подчиненным регулированием координат объекта управления

Основные положения принципа подчиненного регулирования координат:

1. Объект управления представляется в виде последовательно соединенных простейших линейных динамических звеньев (апериодических первого-второго порядка, интегральных и колебательных второго порядка) – $W_{oy,1}(P)$, $W_{oy,2}(P)$, ..., $W_{oy,n}(P)$; порядок объекта управления (n) принимается равным числу этих звеньев;

2. Устройство управления представляют в виде последовательно соединенных регуляторов класса “вход/выход”; число регуляторов и соответственно контуров регулирования принимается равным порядку объекта управления (количеству контролируемых переменных);

3. Ограничение координат объекта управления осуществляется ограничением задающих воздействий соответствующих контуров регулирования;

4. Синтез САиУ начинается с младшего (внутреннего) контура регулирования; передаточная функция $W_{oy,1}(P)$ части объекта управления, охваченной внутренней обратной связью,

содержит фильтр с эквивалентной некомпенсированной постоянной времени T_{μ}, определяющей такие важнейшие свойства системы, как ее быстродействие, точность и помехозащищенность.

В многоконтурных электромеханических системах подчиненного регулирования координат наиболее распространены настройки отдельных контуров на технический (модульный) и симметричный оптимумы.

Настройка на технический оптимум

При настройке контуров регулирования на технический оптимум (ТО) передаточные функции замкнутых контуров регулирования представляют в виде фильтров Баттерворта второго порядка:

$$W_{\text{з},i}(P) = 1/\{[2^i T_{\mu} P(2^{n-1} T_{\mu} P + 1]K_{\text{ос},i})\},$$

где $i = 1...n$.

Передаточная функция оптимального регулятора в этом случае имеет вид

$$W_{\text{рег},i}(P) = \frac{K_{\text{ос},i-1} / K_{\text{ос},i}}{2^i T_{\mu} P\, W_{\text{оу,i}}(P)}.$$

Переходный процесс в младшем контуре регулирования соответствует кривой 2 на рис. 8.3, в остальных контурах время регулирования будет в

$$2^{i-1} \text{ раз больше, } i = 2...n.$$

Настройка на симметричный оптимум

При настройке контуров регулирования многоконтурной САиУ на симметричный оптимум их передаточные функции представляют в виде оптимальных звеньев третьего порядка. Для этого передаточные функции замкнутых контуров регулирования, настроенных на технический оптимум (см. выше), и соответствующих регуляторов умножают на изодромное звено вида

$$W_i(P) = \frac{2^{i+1} T_\mu P + 1}{2^{i+1} T_\mu P},$$

$$2^{i+1} T_\mu .$$

где i – номер синтезируемого контура регулирования, $i = 1, \ldots, n$.

Такая настройка контуров регулирования обеспечивает астатизм в САиУ (теоретически нулевую статическую ошибку регулирования выходной координаты), однако отработка скачкообразных задающих воздействий сопровождается высоким перерегулированием, достигающим 56 %. Для снижения перерегулирования выходной координаты на входе i-го замкнутого контура регулирования необходимо устанавливать задатчик интенсивности или апериодическое звено (фильтр первого порядка) с постоянной времени.

Типовая методика синтеза контуров регулирования, обеспечивающих настройку на технический (ТО) и симметричный (СО) оптимумы, приведена ниже.

8.3.2. Типовая методика структурно-параметрического синтеза контуров регулирования САиУ

Последовательность этапов синтеза:

1. Структурно-параметрическая декомпозиция объекта управления.

Объект управления разбивают на последовательно соединенные элементарные линейные динамические звенья (апериодические первого-второго порядка, интегральные и колебательные второго порядка) – $W_{oy,1}(P)$, $W_{oy,2}(P)$, …, $W_{oy,n}(P)$; порядок объекта управления (n) принимается равным числу этих звеньев; синтез САиУ начинают с внутреннего (наиболее быстрого) контура регулирования; в подъобект регулирования каждого контура последовательно включают фильтр (апериодическое звено первого порядка) с эквивалентной малой постоянной времени $T_{\mu,i}$, $i = 1, \ldots, n$; величину эквивалентной малой постоянной времени $T_{\mu,i}$ каждого контура регулирования

выбирают как минимум в 2 раза больше эквивалентной малой постоянной времени предыдущего контура регулирования, т. е. $T_{\mu,i} \geq 2T_{\mu,i-1}$, $i = 2,\ldots, n$.

В результате структурно-параметрической декомпозиции в подъобекте каждого контура регулирования должны быть выделены 1–2 больших постоянных времени (БПВ) и одна эквивалентная малая постоянная времени $T_{\mu,i}$ (ЭМПВ).

2. Выбор критерия качества регулирования отдельного контура.

В качестве критерия качества регулирования каждого контура будем принимать желаемую передаточную функцию разомкнутого контура. Для электромеханических САиУ целесообразно применять настройки контуров регулирования на ТО или СО. Желаемую передаточную функцию разомкнутого контура в этом случае записывают в виде

а) при настройке на ТО:

$$W_{\text{р, жел},i}(P) = 1/2T_{\mu,i}P(T_{\mu,i}+1), \quad i = 1\ldots,n;$$

б) при настройке на СО:

$$W_{\text{р, жел},i}(P) = (4T_{\mu,i}P+1)/8T_{\mu,i}^2P^2(T_{\mu,i}+1), \quad i = 1\ldots,n.$$

3. Определение структуры и параметров регурятора каждого контура регулирования (структурно-параметрический синтез регуляторов).

Передаточная функция оптимального регулятора i-го контура определяется в виде

$$W_{\text{рег},i}(P) = \frac{W_{\text{р,жел},i}(P)}{W_{\text{оу},i}(P)W_{\text{ос},i}(P)},$$

где $W_{oy,i}(P)$ – передаточная функция подобъекта регулирования, входящая в i-й контур регулирования;

$W_{oc,i}(P)$ – передаточная функция звена отрицательной обратной связи i-го контура регулирования.

Далее производится расчет численных значений параметров синтезированных регуляторов (коэффициентов

передач, постоянных времени интегрирования, дифференцирования, изодромных звеньев).

4. Выбор элементной базы и расчет параметров и настроек принципиальной схемы регулятора каждого контура.

Современные электронные устройства управления непрерывных САиУ реализуют, как правило, на основе операционных усилителей в интегральном исполнении. В частности, в системах управления электроприводами наибольшее распространение получили следующие серии операционных усилителей: К140, К153, К553, К157 и др.

Расчет параметров принципиальной схемы регулятора сводится к расчету численных значений резисторов и конденсаторов во входной цепи и цепи обратной связи операционного усилителя. Примеры расчета регуляторов САиУ приведены в следующих разделах.

Некоторые регуляторы могут содержать дополнительные цепи настройки их параметров (подстроечные резисторы), позволяющие в некоторых пределах подстраивать параметры контура регулирования, устанавливать допустимые уровни ограничения координат САиУ, выполнять функции защиты САиУ при возникновении аварийных (нештатных) ситуаций.

8.4. Синтез систем регулирования скорости

Тиристорные системы регулирования скорости электроприводов постоянного и переменного тока в структурном плане представляют собой двухконтурные САР с подчиненным контуром регулирования тока (электромагнитного момента). Электромашинные системы регулирования скорости электроприводов постоянного тока чаще всего выполняются трехконтурными с подчиненными контурами регулирования тока якоря и напряжения генератора. Применение внутренних контуров САР обеспечивает оптимальное регулирование и простоту ограничения подчиненных координат на допустимых уровнях.

8.4.1. Синтез системы регулирования скорости "Тиристорный преобразователь – двигатель постоянного тока"

Синтез САР скорости осуществляют в 2 этапа.

1. Синтез контура регулирования тока якоря

Структурная схема контура регулирования тока якоря приведена на рис. 8.5. Допущение при синтезе: пренебрегаем влиянием обратной связи по э.д.с. двигателя, т. е. полагаем $e_д = 0$. Допущение вполне оправдано, поскольку изменение скорости (э.д.с.), как правило, происходит гораздо медленнее в сравнении с током якоря. В качестве условия, гарантирующего обоснованность такого пренебрежения, принимают следующее: $T_м \geq 10T_μ$. Если это условие не соблюдается, то пренебрежение влиянием обратной связи по э.д.с. при синтезе приводит к тому, что контур тока якоря становится статическим и электропривод недоиспользуется по перегрузочной способности при пуске и торможении. В этом случае необходимо вводить компенсацию э.д.с. двигателя [4].

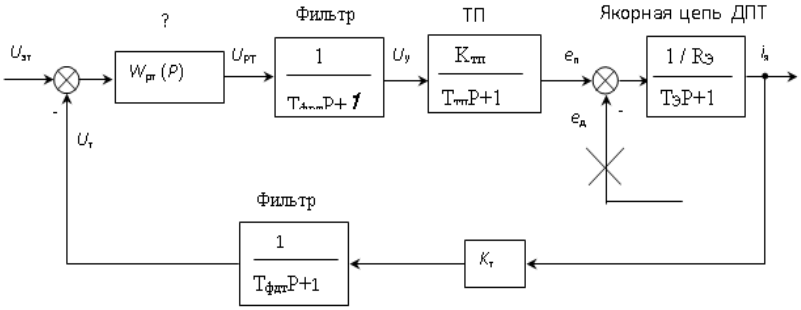


Рис. 8.5. Структурная схема контура регулирования тока якоря

Применим типовую методику структурно-параметрического синтеза, рассмотренную выше. Этапы синтеза:

1. Параметрическая декомпозиция объекта управления:

- большие постоянные времени (БПВ): $T_э$;

- малые постоянные времени (МПВ): T_{mn}, $T_{фрт}$, $T_{фдт}$;

- эквивалентная малая постоянная времени контура (ЭМПВ):

$$T_{\mu т} = T_{mn} + T_{фрт} + T_{фдт};$$

2. Задание критерия качества в виде желаемой передаточной функции разомкнутого контура (настройку замкнутого контура регулирования тока якоря будем осуществлять на технический оптимум – ТО):

$$W_{\text{р, жел}}(P) = 1/2T_{\mu\text{т}}P(T_{\mu\text{т}}P + 1);$$

3. Синтез структуры и параметров регулятора.

- Передаточная функция регулятора тока якоря

$$W_{\text{рт}}(P) = \frac{W_{\text{р,жел}}(P)}{W_{\text{оу}}(P)W_{\text{ос}}(P)} = \frac{[1/2T_{\mu\text{т}}P(T_{\mu\text{т}}P+1)](T_{\text{э}}P+1)(T_{\mu\text{т}}P+1)}{K_{\text{тп}}K_{\text{т}}/R_{\text{э}}} =$$

$$= \frac{T_{\text{э}}P+1}{2T_{\mu\text{т}}\dfrac{K_{\text{тп}}K_{\text{т}}}{R_{\text{э}}}P};$$

таким образом, структура регулятора тока – ПИ, обеспечивает компенсацию одной БПВ – $T_э$;

- Параметры регулятора тока:

- коэффициент передачи регулятора $K_{\text{рт}} = \dfrac{T_{\text{э}}R_{\text{э}}}{2T_{\mu\text{т}}K_{\text{тп}}K_{\text{т}}}$;

- постоянная времени интегрирования $T_{\text{и}} = 2T_{\mu\text{т}}\dfrac{K_{\text{тп}}K_{\text{т}}}{R_{\text{э}}}$;

- постоянная времени изодромного звена $T_{из} = T_э$;

заметим, что здесь имеют место лишь 2 независимых параметра, поскольку $K_{рт} = T_{из} / T_и$.

4. Расчет параметров регулятора.

Большинство регуляторов реализуются на основе операционных усилителей в интегральном исполнении. В

системах управления электроприводами наибольшее применение нашли серии микросхем К140 (К140УД5, К140УД6, К140УД7, К140УД8, К140УД14), К153 (К153УД1, К153УД 2), КР553 (КР553УД1, КР553УД2), КР157 (КР157УД1, КР157УД2) и др.). Питание этих микросхем унифицировано – ±15 В.

Принципиальная схема регулятора тока на основе операционного усилителя приведена на рис. 8.6. Расчету подлежат значения резисторов $R_{зт}$, $R_{от}$, $R_т$ и емкости конденсатора $C_{от}$, а также величина напряжения $U_{зт}$, обеспечивающего ограничение тока якоря на допустимом уровне. Заметим, что число параметров принципиальной схемы регулятора (их 5) значительно превышает число независимых параметров регулятора, полученных в результате синтеза (их только 2). Очевидно, что неоходимо задаться какими-то тремя параметрами, условиями или соотношениями. Введем следующие допущения:

а) зададимся значением емкости $C_{от}$ в пределах $(1…2)10^{-6}$ фарады;

б) примем, что максимальное напряжение задания, обеспечивающее ограничение тока якоря на допустимом уровне, $U_{зт,\ max}$ = 10 В, т. е. несколько меньше напряжения насыщения операционных усилителей; фактически заданием этого напряжения мы однозначно определяем величину контурного коэффициента усиления, т. е. $1 / K_т = i_{max} / U_{зт,\ max} = i_{max} /10$.

в) используем соотношения, справедливые для статических режимов любых операционных усилителей перечисленных серий (с собственным коэффициентом передачи свыше 20000):

$$U_{зт,\ max} / R_{зт} = U_{дт,\ max} / R_т = K_т / K_{дт} .$$

Тогда порядок расчета резисторов будет следующим:

1. $R_{от} = T_{из} / C_{от} = T_э / C_{от}$.

2. $R_{зт} = T_u / C_{от} = 2\ T_{µт}\ K_{тп}\ K_т / R_э\ C_{от} = K_т\ R_т / K_{дт}$,

откуда $R_т = 2\ T_{µт}\ K_{тп}\ K_{дт} / R_э\ C_{от}$.

3. $R_{зт} = R_т\ U_{зт,\ max} / U_{дт,\ max}$,

где $U_{дт,\ max} = K_{дт}\ i_{max}$, $U_{дт,\ max} \le 10$ *В*.

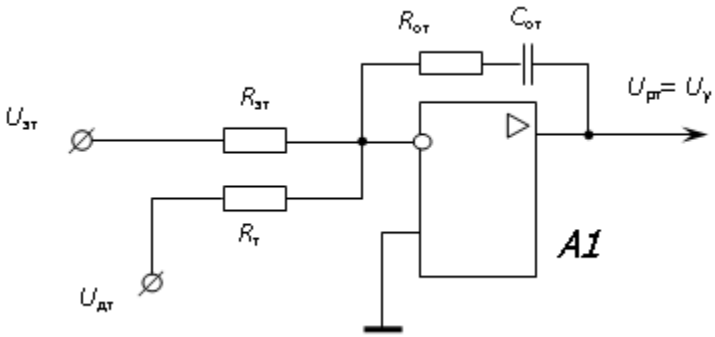


Рис. 8.6. Принципиальная схема ПИ-регулятора тока.

Если рассчитанные величины резисторов $R_{зт}$ и $R_т$ окажутся менее 1 кОм, необходимо изменить соответствующим образом значение $C_{от}$.

Примечание: величины резисторов и емкостей выбираются из стандартных рядов.

Передаточная функция синтезированного замкнутого контура регулирования тока якоря (ЗКРТ), настроенного на технический оптимум, имеет вид

$$W_{\text{зкрт}}(P) = \frac{1/K_{\text{т}}}{2T_{\text{цт}}P(T_{\text{цт}}P+1)+1} \approx \frac{1/K_{\text{т}}}{2T_{\text{цт}}P+1} = \frac{1/K_{\text{т}}}{T_{\text{т}}P+1},$$

где $T_т$ – постоянная времени замкнутого контура тока якоря, аппроксимированного апериодическим звеном 1-го порядка, $T_т = 2\,T_{цт}$. Величина $T_т$ зависит, прежде всего, от пульсности тиристорного преобразователя и обычно находится в пределах 0,01…0,03 с.

2. Синтез контура регулирования скорости

Структурная схема замкнутого контура регулирования скорости приведена на рис. 8.7. Замкнутый контур регулирования тока якоря (ЗКРТ) представлен апериодическим звеном 1-го порядка. Синтез регулятора скорости проведем с

применением типовой методики, изложенной в разделе 8.3.2. В качестве допущения будем полагать, что статическая нагрузка на валу электропривода отсутствует, т. е. $i_c = 0$.

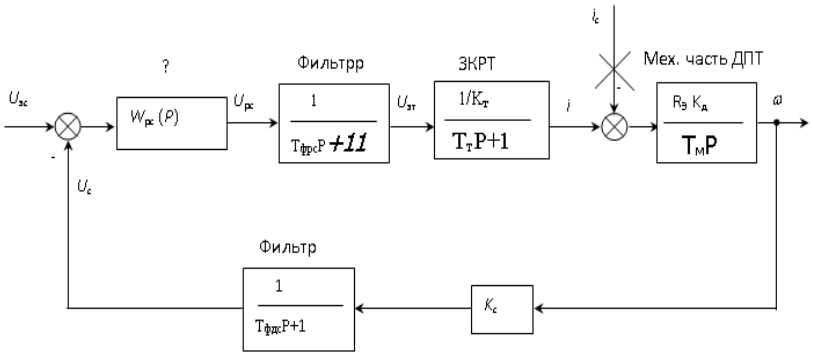


Рис. 8.7. Структурная схема контура регулирования скорости

1. Параметрическая декомпозиция объекта управления

- БПВ: $T_м$;
- МПВ: $T_т$, $T_{фрс}$, $T_{фдс}$;
- ЭМПВ: $T_{\mu c} = T_т + T_{фрс} + T_{фдс}$.

2. Задание критерия качества в виде желаемой передаточной функции разомкнутого контура (рассмотрим 2 варианта):

а) настройка на технический оптимум (ТО):

$$W_{\text{р, жел}}(P) = 1/2T_{\mu c}P(T_{\mu c}P + 1);$$

б) настройка на симметричный оптимум (СО):

$$W_{\text{р, жел}}(P) = (4T_{\mu c}P + 1)/8T_{\mu c}^2P^2(T_{\mu c}P + 1).$$

3. Синтез структуры и параметров регулятора.

а) настройка на технический оптимум (ТО):

- передаточная функция регулятора скорости

$$W_{\text{рс}}(P)=\frac{W_{\text{р,жел}}(P)}{W_{\text{оу}}(P)W_{\text{ос}}(P)}=\frac{[1/2T_{\mu\,\text{с}}P(T_{\mu\,\text{с}}P+1)]K_{\text{т}}T_{\text{м}}P(T_{\mu\,\text{с}}P+1)}{R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}=$$

$$=\frac{K_{\text{т}}T_{\text{м}}}{2T_{\mu\,\text{с}}R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}};$$

таким образом, структура регулятора скорости - П;

- параметр регулятора:

- коэффициент передачи регулятора $K_{\text{рс}}=\frac{K_{\text{т}}T_{\text{м}}}{2T_{\mu\,\text{с}}R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}$;

б) настройка на симметричный оптимум (СО):

- передаточная функция регулятора скорости

$$W_{\text{рс}}(P)=\frac{W_{\text{р,жел}}(P)}{W_{\text{оу}}(P)W_{\text{ос}}(P)}=\frac{[(4T_{\mu\text{с}}P+1)/8T_{\mu\text{с}}^2P(T_{\mu\,\text{с}}P+1)]K_{\text{т}}T_{\text{м}}P(T_{\mu\text{с}}P+1)}{R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}=$$

$$=\frac{4T_{\mu\text{с}}P+1}{8T_{\mu\text{с}}^2\frac{R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}{K_{\text{т}}T_{\text{м}}}P};$$

таким образом, структура регулятора скорости - ПИ;

- параметры регулятора:

- коэффициент передачи регулятора $K_{\text{рс}}=\frac{K_{\text{т}}T_{\text{м}}}{2T_{\mu\,\text{с}}R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}$;

- постоянная времени интегрирования $T_{\text{и}}=8T_{\mu\text{с}}^2\frac{R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}{K_{\text{т}}T_{\text{м}}}$;

- постоянная времени изодромного звена $T_{из}=4T_{\mu\text{с}}$;

заметим, что здесь имеют место лишь 2 независимых параметра, поскольку $K_{рс}=T_{из}/T_{и}$.

4. Расчет параметров регуляторов скорости.

Принципиальные схемы П- и ПИ-регуляторов скорости приведены на рис. 8.8., 8.9. Расчету подлежат значения резисторов $R_{зс}$, $R_{ос}$, $R_{с}$, емкости конденсатора $C_{ос}$, а также величина напряжения $U_{зс}$, обеспечивающего ограничение скорости на допустимом уровне. Число параметров принципиальных схем регуляторов превышает число

независимых параметров регуляторов, полученных в результате синтеза (1 для П-регулятора скорости и 2 для ПИ-регулятора скорости). Очевидно, что при расчете регуляторов скорости, как и при расчете регулятора тока якоря, неоходимо задаться какими-то параметрами, условиями или соотношениями. Введем следующие допущения:

а) зададимся значением емкости $C_{ос}$ в пределах $(1\ldots4)10^{-6}$ фарады;

б) примем, что максимальное напряжение задания, обеспечивающее ограничение скорости на допустимом уровне, $U_{зс,\ max}$ = 10 В, т. е. несколько меньше напряжения насыщения операционных усилителей; фактически заданием этого напряжения мы однозначно определяем величину контурного коэффициента усиления, т. е. $1/K_c = \omega_{max} / U_{зс,\ max} = \omega_{max} / 10$.

в) используем соотношения, справедливые для статических режимов любых операционных усилителей перечисленных выше серий (с собственным коэффициентом передачи свыше 20000):

$$U_{зс,\ max} / R_{зс} = U_{дс,\ max} / R_c = K_c / K_{дс} .$$

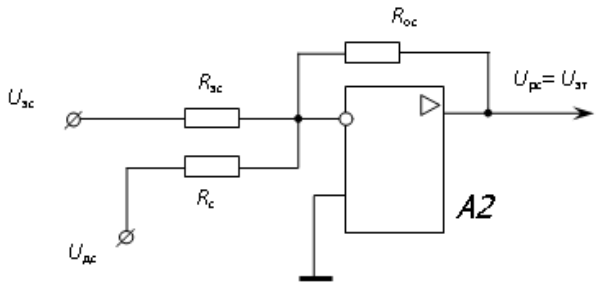


Рис. 8.8. Принципиальная схема П-регулятора скорости.

Порядок расчета параметров П-регулятора скорости.

1. Зададимся $R_{зс}$ = 10…100 кОм.

2. $R_c = R_{зс} K_{дс} / K_c$,

где $K_{дс} = U_{дс,\ max} / \omega_{max}$.

3. $R_{ос} = K_{рс} R_{зс} = K_т T_м R_{зс} / 2 T_{\mu c} R_э K_д K_c = K_т T_м R_c / 2 T_{\mu c} R_э K_д K_{дс}$.

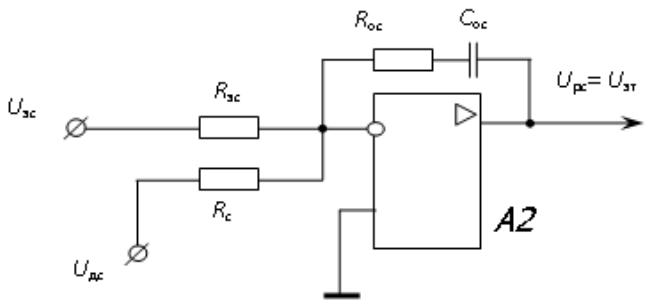


Рис. 8.9. Принципиальная схема ПИ-регулятора скорости

Порядок расчета параметров ПИ-регулятора скорости.

1. $R_{ос} = T_{из} / C_{ос} = 4T_{\mu с} / C_{ос}$.
2. $R_{зс} = T_u / C_{ос} = 8T_{\mu с}^2 R_э K_д K_с / K_т T_м C_{ос}$.
3. $R_c = R_{зс} K_{дс} / K_c$,

Примечание: поскольку $K_{рс}$ одинаков для П- и ПИ-регуляторов скорости, часто целесообразно при расчете параметров ПИ-регулятора сохранить порядок расчета параметров П-регулятора, а затем рассчитать величину емкости конденсатора $C_{ос}$ по формуле

$$C_{ос} = 4T_{\mu с} / R_{ос}.$$

Если рассчитанные величины резисторов $R_{зс}$ и R_c окажутся менее 1 кОм, необходимо изменить соответствующим образом значение $C_{ос}$.

Примечание: величины резисторов и емкостей выбираются из стандартных рядов.

Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости (ЗКРС), настроенного на технический оптимум, имеет вид

$$W_{зкрс}(P) = \frac{1/K_с}{2T_{\mu с}P(T_{\mu с}P+1)+1}.$$

Синтезированную САР с П-регулятором скорости часто называют однократно интегрирующей, поскольку желаемая передаточная функция разомкнутого контура регулирования

содержит интегратор первого порядка. Переходный процесс в САР при скачке задания соответствует реакции фильтра Баттерворта 2-го порядка (предполагается, что ЗКРТ аппроксимирован апериодическим звеном первого порядка).

Передаточная функция ЗКРС, настроенного на симметричный оптимум, имеет вид

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{(4T_{\mu c}P + 1)/K_c}{8T_{\mu c}^2 P^2 (T_{\mu c}P + 1) + 4T_{\mu c}P + 1}.$$

Синтезированную САР с ПИ-регулятором скорости часто называют двукратно интегрирующей, поскольку желаемая передаточная функция разомкнутого контура регулирования содержит интегратор второго порядка. Переходный процесс в САР скорости при скачке заданиясоответствует кривой 1 на рис. 8.10.

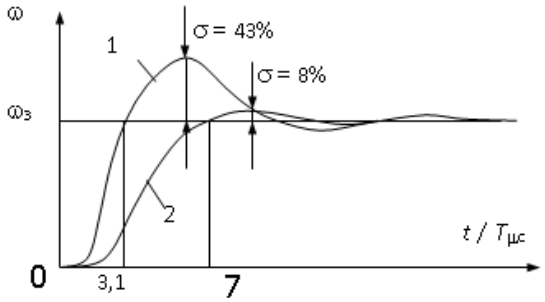


Рис. 8.10. Переходные процессы в двукратно интегрирующей *САР скорости*

Перерегулирование скорости в линейной зоне работы САР достигает 43 % (предполагается, что ЗКРТ аппроксимирован звеном первого порядка). С целью снижения перерегулирования на входе замкнутой САР скорости устанавливают фильтр (апериодическое звено) первого порядка с постоянной времени $4T_{\mu c}$:

$$W_{\phi}(P) = 1/4T_{\mu c}P+1.$$

Передаточная функция ЗКРС с фильтром на входе приобретает вид

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{1/K_{\text{с}}}{8T_{\text{\mu с}}^2 P^2 (T_{\text{\mu с}} P + 1) + 4T_{\text{\mu с}} P + 1}.$$

Установка фильтра позволяет снизить перерегулирование при скачке задания скорости приблизительно до 8 % при некотором снижении быстродействия системы (см. кривую 2, рис. 8.10). Такая реакция САР соответствует реакции фильтра Баттерворта 3-го порядка (см. раздел 8.2).

На рис. 8.11. приведены реакции одно- и двукратно интегрирующей САР скорости на ударное приложение нагрузки на валу электропривода.

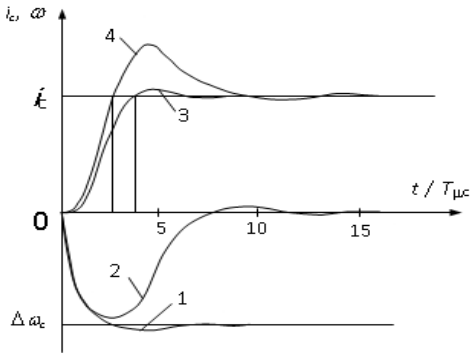


Рис. 8.11. Переходные процессы в одно- и двукратно интегрирующей САР скорости при ударном приложении нагрузки на валу электропривода

Кривые 1, 3 – переходные процессы скорости и тока якоря в однократно интегрирующей системе, кривые 2, 4 – соответствующие переходные процессы в двукратно интегрирующей системе. Заметим, что при приложении нагрузки к валу электропривода в однократно интегрирующей системе имеет место статическая ошибка регулирования скорости $\Delta\omega_{\text{с}}$. Для оценки ее величины найдем выражение для выходного напряжения

П-регулятора скорости в статическом режиме ($i = i_c$):

$$U_{pc} = U_{зт} = K_{pc}\, K_c\, \Delta\omega_c = K_m\, i_c = K_m\, K_д\, M_c,$$

откуда $\Delta\omega_c = (K_m\, K_д / K_{pc}\, K_c) M_c$.

Подставляя в эту формулу выражение для K_{pc} и произведя сокращения, получим

$$\Delta\omega_c = (2T_{μc} / J_{пр}) M_c,$$

где $J_{пр}$ – приведенный к валу двигателя момент инерции электропривода.

Таким образом, чем выше быстродействие ЗКРС (меньше $T_{μc}$) и больше приведенный момент инерции, тем меньше статическая ошибка регулирования скорости. В двукратно интегрирующей системе статическая ошибка регулирования скорости отсутствует, т. е. она является астатической по нагрузке на валу электропривода. Максимальный динамический провал (выброс) скорости в такой системе можно оценить по эмпирической формуле:

$$\Delta\omega_c = (1{,}9T_{μc} / J_{пр}) M_c.$$

8.4.2. Синтез системы регулирования скорости "Генератор – двигатель постоянного тока"

Система "Г-Д" применяется для регулирования скорости мощных электроприводов (сотни кВт – единицы МВт) прокатных станов, бумагоделательных машин, компрессоров и др. В сравнении с мощными тиристорными системами управления электромашинные САУ несущественно снижают $cos\varphi$ питающей электросети, не засоряют сеть высшими гармониками, а следовательно, не вызывают дополнительных потерь у других потребителей электроэнергии, однако имеют низкий к.п.д., большую установленную мощность, невысокое быстродействие, требуют больших производственных площадей.

Процедура синтеза системы регулирования скорости на основе электромашинного модуля "Г-Д" отличается от рассмотренной выше только в части синтеза САР тока якоря.

Применяют два варианта структур ЗКРТ:

- одноконтурная САР тока якоря;
- двухконтурная САР тока якоря с внутренним контуром регулирования э.д.с. (напряжения) генератора.

1. Одноконтурная САР тока якоря.

Структурная схема САР приведена на рис. 8. 12.

Объект управления содержит 2 большие постоянные времени – $T_г$, $T_э$.

В результате применения типовой методики синтеза (см. предыдущий раздел и раздел 8.3.2) получим:

$$W_{рт}(P)=\frac{W_{р,жел}(P)}{W_{оу}(P)W_{ос}(P)}=\frac{[1/2T_{µт}P(T_{µт}P+1)](T_эP+1)(T_гP+1)(T_{µт}P+1)}{K_{тв}K_гK_т/R_э}=$$

$$=\frac{(T_эP+1)(T_гP+1)}{2T_{µт}\dfrac{K_{тв}K_гK_т}{R_э}P}.$$

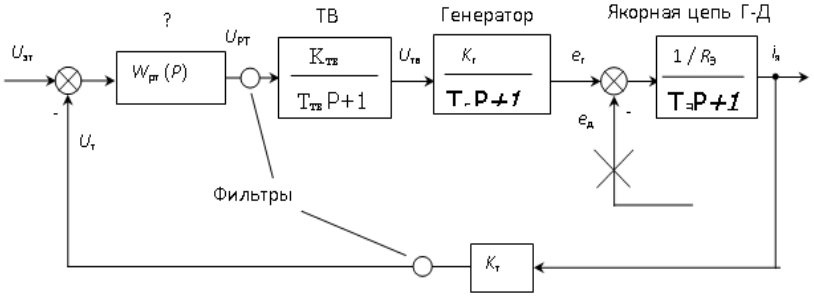


Рис. 8.12. Структурная схема одноконтурной САР тока якоря

Синтезированный регулятор тока якоря имеет ПИД-структуру и компенсирует две БПВ объекта управления.

2. Двухконтурная САР тока якоря.

Структурная схема САР приведена на рис. 8. 13.

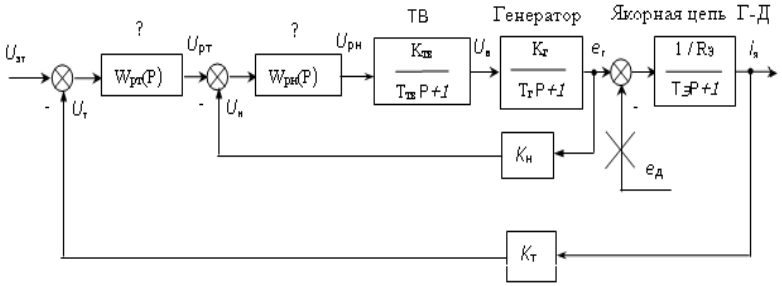


Рис. 8.13. Структурная схема двухконтурной САР тока якоря

Внутренний контур регулирования э.д.с. (напряжения) генератора содержит регулируемый по цепи возбуждения генератор (Г), тиристорный возбудитель (ТВ) и регулятор возбуждения. Внешний контур регулирования тока якоря дополнительно содержит цепь параллельно соединенных якорей генератора и двигателя. Полагая, что требования к динамике контура регулирования напряжения генератора вполне могут удовлетворить динамическим показателям фильтра Баттерворта 2-го порядка, применим типовую методику структурно-параметрического синтеза контуров регулирования.

Регулятор напряжения генератора (РН) в соответствии с данной методикой обладает ПИ-структурой

$$W_{\text{рн}}(P) = \frac{T_{\text{г}}P + 1}{2T_{\mu\text{н}}K_{\text{г}}K_{\text{тв}}K_{\text{н}}P}.$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования напряжения (ЗКРН) с таким регулятором имеет вид

$$W_{\text{зкрн}}(P) = \frac{1/K_{\text{н}}}{2T_{\mu\text{н}}P(T_{\mu\text{н}}P+1)+1} \approx \frac{1/K_{\text{н}}}{T_{\text{н}}P+1},$$

где $T_н$ – постоянная времени регулирования ЗКРН, аппроксимированного апериодическим звеном первого порядка, $T_н = 2T_{\mu н}$.

Регулятор тока (РТ) якоря генератора в соответствии с данной методикой также обладает ПИ-структурой

$$W_{\text{рт}}(P) = \frac{T_{\text{э}}P + 1}{2T_{\mu\text{т}} \dfrac{K_{\text{т}}}{K_{\text{н}}R_{\text{э}}} P}.$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования тока якоря (ЗКРТ) с таким регулятором имеет вид:

$$W_{\text{зкрт}}(P) = \frac{1/K_{\text{т}}}{2T_{\mu\text{т}}P(T_{\mu\text{т}}P + 1) + 1} \approx \frac{1/K_{\text{т}}}{T_{\text{т}}P + 1},$$

где T_m – постоянная времени регулирования ЗКРТ, аппроксимированного апериодическим звеном первого порядка, $T_m = 2T_{\mu m}$.

Процедура синтеза ЗКРС в системе “Г-Д” аналогична рассмотренной в разделе 8.4.1. Поскольку величина T_m в системе “Г-Д” с внутренним контуром регулирования напряжения в 2–3 раза больше, чем в системе “ТП-Д” (за счет дополнительной инерции внутреннего ЗКРН), здесь целесообразно применять компенсацию э.д.с. двигателя для повышения быстродействия САР в переходных режимах.

8.4.3. Синтез системы регулирования э.д.с. двигателя

САР э.д.с. двигателя применяется в тех случаях, когда не предъявляются высокие требования к статическим и динамическим показателям регулирования скорости. В частности, диапазон регулирования скорости в такой системе не превышает 20. Очевидно, что регулирование э.д.с. не является самоцелью. В действительности это простейшая САР скорости, в которой установка тахогенератора невозможна или нецелесообразна. Вместо датчика скорости применяется устройство измерения э.д.с. двигателя, которая при постоянстве магнитного потока пропорциональна скорости, т. е. $e_д = \omega / K_д$.

Измерение э.д.с. двигателя осуществляют одним из двух способов:

- с использованием датчиков напряжения и тока якоря двигателя;
- с применением тахометрического моста.

В основе первого способа лежит применение операторного уравнения динамических процессов в якорной цепи

$$e_{\text{д}}(P) = U_{\text{я}}(P) - i(P)R_{\text{яц}}(1 + T_{\text{яц}}P),$$

где $R_{яц}$, $T_{яц}$ – активное сопротивление и электромагнитная постоянная времени якорной цепи.

Разделив левую и правую части этого уравнения на $(1+T_{яц}P)$ получим

$$\frac{e_{\text{д}}(P)}{1 + T_{\text{яц}}P} = \frac{U_{\text{я}}(P)}{1 + T_{\text{яц}}P} U_{\text{я}}(P) - i(P)R_{\text{яц}}.$$

Таким образом, для измерения э.д.с. двигателя необходимо напряжение на якоре двигателя пропустить через фильтр 1-го порядка с постоянной времени $T_{яц}$ и просуммировать его с падением напряжения на активном сопротивлении $R_{яц}$. Оценка э.д.с. двигателя при этом происходит с инерцией, т. е. сигнал датчика э.д.с. будет как бы пропущен через фильтр с той же постоянной времени, что и сигнал датчика напряжения на якоре двигателя.

Запишем выражения для сигналов датчиков напряжения, тока и э.д.с.:

$$U_{дн} = K_{дн} U_{я};$$

$$U_{дт} = K_{дт} i;$$

$$U_{дэ} = K_{дн} e_{д}.$$

С учетом приведенных соотношений операторное выражение для измерителя э.д.с. запишется в виде:

$$\frac{U_{\text{дэ}}(P)}{1 + T_{\text{яц}}P} = \frac{U_{\text{дн}}(P)}{1 + T_{\text{яц}}P} - \frac{K_{\text{дн}}}{K_{\text{дт}}} R_{\text{яц}} U_{\text{дт}}(P).$$

Структурная схема цепи *измерения э.д.с. двигателя приведена рис. 814*

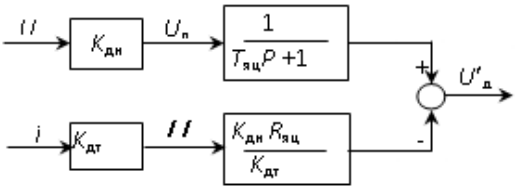


Рис. 8.14. Структурная схема цепи измерения э.д.с. двигателя

Сигнал датчика э.д.с. $U'_{дэ} = U_{дэ}/(T_{яц}P + 1)$, т. е. имеет инерцию по отношению к измеряемой координате э.д.с. двигателя.

Измерение э.д.с. с помощью тахометрического моста предполагает использование в схеме измерения третьего вывода от дополнительных полюсов (ДП) и (или) компенсационных обмоток (КО) двигателя. Точки съема информации (*a, b, c*) для измерительной схемы указаны на рис. 8.15. Выводы *a* и *b* информации осуществляются непосредственно со щеток двигателя.

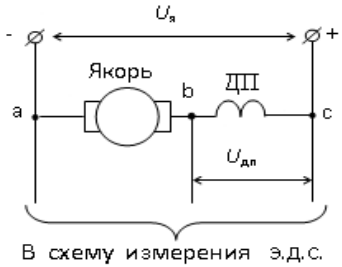


Рис. 8.15. Измерение э.д.с. двигателя с помощью тахомоста

Для измерения э.д.с. двигателя испольуется формула:

$$U_{дэ}(t) = K_{дн}\,[U_я\,(t) - K\,U_{дп}(t)],$$

где $U_{дп}(t)$ – напряжение, снимаемое с дополнительных полюсов,

$$U_{дп}(t) = R_{дп}\, i(t) + L_{дп}\,[di(t) / dt],$$

$R_{дп}$, $L_{дп}$ – активное сопротивление и индуктивность дополнительных полюсов;

K – коэффициент пропорциональности, $K = R_{яц}\, i_н / U_{дп,н}$,

$U_{дп,н}$ – напряжение, снимаемое с дополнительных полюсов при номинальном токе якоря $i_н$,

$K_{дн}$ – коэффициент передачи датчика напряжения, $K_{дн} = U_{дн,\,н} / U_{я,\,н}$,

$U_{я,\,н}$ – номинальное напряжение якоря двигателя.

Достаточно точное измерение э.д.с. двигателя в динамических режимах будет реализовано при выполнении критерия подобия

$$R_{дп} / L_{дп} = R_{яц} / L_{яц}.$$

Второй способ измерения э.д.с. двигателя несколько сложнее первого, но зато не вносит существенной инерционности в канал измерения, а следовательно не снижает быстродействия регулирования скорости. Именно этот способ измерения э.д.с. примененяется в большинстве отечественных тиристорных преобразователей, предназначенных для регулирования э.д.с. двигателя (серии ЭТ1Е, ТЕ4, ТЕР4 и др.).

Синтез замкнутого контура регулирования э.д.с. двигателя (ЗКРЭ) осуществляют в той же последовательности, что и ЗКРС, причем настройку ведут на ТО или СО в зависимости от жесткости требований к статической ошибке регулирования скорости. При настройке на ТО передаточная функция регулятора э.д.с. имеет П-структуру:

$$W_{\text{рэ}}(P) = \frac{K_{\text{т}} T_{\text{м}}}{2 T_{\text{цэ}} R_{\text{э}} K_{\text{э}}},$$

где $T_{цэ}$ – постоянная времени контура регулирования э.д.с.,

$$T_{цэ} = T_т + T_{фрэ} + T_{фдэ},$$

$1 / K_э$ – коэффициент передачи ЗКРЭ (контурный коэффициент усиления).

При настройке ЗКРЭ на СО передаточная функция регулятора э.д.с. имеет ПИ-структуру:

$$W_{\text{рэ}}(P) = \frac{4T_{\mu\text{э}}P + 1}{8T_{\mu\text{э}}^2 \dfrac{R_\text{э}K_\text{э}}{K_\text{т}T_\text{м}}P} \ .$$

Необходимость в фильтрации сигнала датчика э.д.с., погрешности в расчете его параметров и температурный дрейф параметров цепи измерения э.д.с. приводят к тому, что системы регулирования э.д.с. имеют существенно меньшее быстродействие ($T_{\mu\text{э}} > T_{\mu\text{с}}$) и невысокую точность регулирования скорости ($\Delta\omega_\text{с}$ в такой САР больше в силу меньшего быстродействия).

На рис. 8.16. приведена функциональная схема однократно интегрирующей системы регулирования э.д.с. двигателя, использующей первый способ измерения э.д.с.

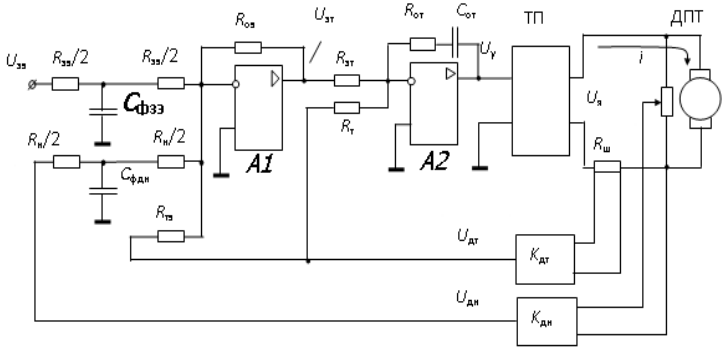


Рис. 8.16. Функциональная схема системы регулирования э.д.с.

САР э.д.с. содержит подчиненный контур регулирования тока якоря. Оба контура регулирования настроены на ТО. Расчет параметров регуляторов ведется в той же последовательности, что и в однократно интегрирующей САР скорости (см. раздел 8.4.1). Особенностью принципиальной схемы регулятора э.д.с.

является наличие двух Т-образных фильтров на его входе. Нижний по схеме фильтр обеспечивает реализацию первого способа измерения э.д.с., основанного на использовании сигналов датчиков напряжения $U_{дн}$ и тока якоря $U_{дт}$. Вычисление напряжения датчика э.д.с. осуществляется в неявной форме в суммирующей точке операционного усилителя. Верхний по схеме фильтр обеспечивает динамические показатели ЗКРЭ при скачке задания $U_{зэ}$ на входе САР, соответствующие реакции фильтра Баттерворта второго порядка (предполагается, что ЗКРТ аппроксимирован звеном первого порядка).

Расчет параметров регулятора э.д.с. ведется в следующей последовательности:

1. Зададимся $R_{зэ} = 10…100$ кОм;
2. $R_н = R_{зэ}\, U_{дэ,max} / U_{зэ,max}$,

где $U_{дэ,max} = K_{дн}(U_{я.\,max} + R_э i_{max})$;

3. $C_{фзэ} = 4T_{яц} / R_{зэ}$;
4. $C_{фдн} = 4T_{яц} / R_н$;
5. $R_{оэ} = K_{рэ}\, R_{зэ} = K_т\, T_м\, R_{зэ} / 2\, T_{μэ}\, R_э\, K_э$;
6. $R_{тэ} = R_н\, K_{дт} / R_{яц}\, K_{дн}$.

Для расчета параметров принципиальной схемы ПИ-регулятора э.д.с. целесообразно использовать результаты расчета параметров П-регулятора, а затем произвести расчет емкости конденсатора $C_{оэ}$: $C_{оэ} = 4T_{μэ}/R_{оэ}$. В любом случае настройку контура регулирования э.д.с. необходимо начинать с настройки его на ТО (выводы конденсатора $C_{оэ}$ ПИ-регулятора э.д.с. при этом закоротить), а затем подбором емкости $C_{оэ}$ добиться настройки ЗКРЭ на СО.

8.4.4. Двухзонное регулирование скорости

Применяется в тех случаях, когда требуется обеспечить работу электродвигателя со сверхноминальной скоростью. Такой режим работы электродвигателя предусмотрен в ряде серийно выпускаемых комплектных электроприводов типа ЭПУ1-2Д, КТЭ и др. Управление ДПТ осуществляют по цепям якоря и возбуждения, причем в обеих зонах задающим

воздействием является лишь напряжение задания скорости. В первой зоне диапазон регулирования ограничен номинальным значением скорости, во второй – максимальным для данного типа электродвигателя. В табл. 8.1. приведены области изменения основных координат системы двухзонного регулирования скорости.

Таблица 8.1

Параметр	ω	M	$e_д$	Φ
1-я зона	$\omega \le \omega_н$	$M \le M_н$	$e_д \le e_{дн}$	$\Phi = \Phi_н$
2-я зона	$\omega > \omega_н$	$M < M_н$	$e_д = e_{дн}$	$\Phi < \Phi_н$

Изменение координат САУ в функции скорости двигателя представлено на рис. 8.17. В 1-ой зоне магнитный поток двигателя поддерживается номинальным, допустимое значение электромагнитного момента равно номинальному. Во второй зоне постоянным поддерживается э.д.с. двигателя, а магнитный поток и момент двигателя изменяются в обратно пропорциональной зависимости от скорости, поскольку $e_д = C_e \Phi \omega$, $M = C_м \Phi i$. Таким образом, применение двухзонного регулирования целесообразно в тех случаях, когда момент нагрузки механизма на верхних скоростях меньше, чем на скоростях ниже номинальной. При этом ток якоря и потребляемая мощность двигателя не превышают допустимых значений.

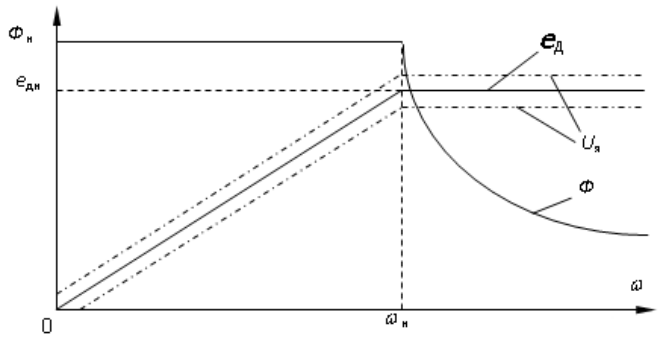


Рис. 8.17. Изменение координат САУ в функции скорости

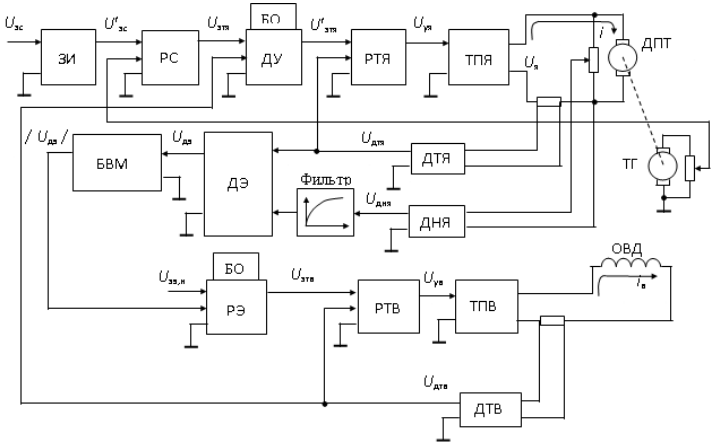


Рис. 8.18. Функциональная схема системы двухзонного *регулирования скорости*

Функциональная схема системы двухзонного регулирования скорости приведена на рис. 8.18.

Система управления содержит два взаимосвязанных канала:

- регулирования скорости электродвигателя в обеих зонах;
- стабилизации э.д.с. двигателя на номинальном уровне во второй зоне.

В первой зоне регулирования скорости э.д.с. двигателя ниже номинального значения. Модуль напряжения обратной связи по э.д.с. меньше напряжения задания номинальной э.д.с., т. е. $/U_{дэ}/ < U_{зэ,н}$. При этом регулятор э.д.с. (РЭ) находится в режиме насыщения, причем блок ограничения (БО) формирует задание номинального тока возбуждения (магнитного потока) двигателя.

Во второй зоне $\omega > \omega_н$, а следовательно, в динамике возникает ситуация, когда $/U_{дэ}/ > U_{зэ,н}$. РЭ выходит из режима ограничения, снижает $U_{зтв}$, а значит, ток возбуждения и магнитный поток двигателя. В итоге э.д.с. двигателя стабилизируется на номинальном уровне, а магнитный поток устанавливается на уровне, обратно пропорциональном скорости двигателя.

Датчик э.д.с. реализован на основе измерения напряжения на якоре и тока якоря двигателя (первый метод измерения э.д.с.). Делительное устройство (ДУ), установленное на выходе РС, обеспечивает оптимальную настройку контура регулирования скорости за счет деления $U_{рс}$ на сигнал, пропорциональный текущему значению магнитного потока.

Настройку контуров регулирования канала регулирования скорости производят так же, как в системе с однозонным регулированием (см. раздел 8.4.1). Настройку контуров регулирования канала стабилизации э.д.с. производят на ТО. Передаточная функция оптимального регулятора возбуждения имеет вид [10]:

$$W_{\text{ртв}}(P) = \frac{R_{\text{в}}[(T_{\text{в}} + T_{\text{в,т}})P + 1]}{2T_{\text{цв}}K_{\text{тпв}}K_{\text{в}}P},$$

где $R_в$, $T_в$ – активное сопротивление и постоянная времени цепи обмотки возбуждения двигателя;

$T_{в,т}$ – постоянная времени контура вихревых токов, $T_{в,т} \approx 0{,}1\ T_в$;

$T_{\mu в}$ – эквивалентная малая постоянная времени замкнутого контура регулирования тока возбуждения, $T_{\mu в} \approx T_{тпв}$;

$K_{тпв}$, $T_{тпв}$ – коэффициент передачи и постояння времени тиристорного преобразователя возбуждения (тиристорного возбудителя) – ТПВ;

$K_в$ – коэффициент обратной связи контура регулирования возбуждения.

Передаточная функция оптимального регулятора э.д.с. имеет вид

$$W_{\text{рэ}}(P) = \frac{(T_{\text{я,ц}}P + 1)K_{\text{в}}}{2T_{\text{ц э}}K_{\text{в,э}}K_{\text{н}}P},$$

где $T_{\mu э}$ – эквивалентная малая постоянная времени замкнутого контура регулирования э.д.с. двигателя, $T_{\mu э} \approx 2T_{\mu в}$;

$K_{в,э}$ – коэффициент передачи цепи “ток возбуждения – э.д.с. двигателя”,

$$K_{в,э} = \Delta e_д / \Delta i_в = w_в K_ф C_е \omega_н.$$

Если измерение э.д.с. двигателя производится с малой инерцией ($T_{я,ц} \approx 0$), например с применением тахометрического моста, то регулятор э.д.с. имеет И-структуру.

8.5. Синтез систем регулирования положения

Системы регулирования положения исполнительных органов машин и механизмов имеют широчайший диапазон приложений. Они применяются для стабилизации положения различных платформ в условиях качки их оснований (системы стабилизации положения), для позиционирования схватов манипуляторов промышленных роботов, позиционирования инструментов координатно-расточных станков (позиционные программные системы регулирования положения), для механической обработки поверхности различных изделий техники токарно-фрезерными станками (контурные программные системы регулирования положения), в качестве систем наведения антенн, оптических радиотелескопов, ракет (следящие системы управления положением) и т. п. Диапазон мощностей исполнительных двигателей САР положения очень широк – от единиц ватт до единиц мегаватт.

Системы стабилизации положения, контурные и следящие САР функционируют, как правило, в режиме малых отклонений координат, т. е. их координаты не достигают предельно допустимых значений. Применительно к позиционным системам различают три режима их функционирования и, соответственно три режима перемещений:

- режим малых перемещений;
- режим средних перемещений;
- режим больших перемещений.

При малых перемещениях скорость двигателя ω не достигает рабочей максимальной скорости $(\omega < \omega_{max})$, ток двигателя i не достигает значения тока ограничения $(i < i_{max})$. В режиме средних перемещений скорость двигателя не достигает рабочей максимальной скорости, но ток двигателя может достигать значения тока ограничения $(i \le i_{max})$. В режиме

ольших перемещений скорость двигателя и ток двигателя могут достигать максимальных значений *($i \le i_{max}$, $\omega \le \omega_{max}$)*. Графики перемещения исполнительного органа, скорости и тока двигателя для этих режимов приведены на рис. 8.19. Заметим, что время позиционирования исполнительного органа в режиме малых перемещений является неизменным, не зависящим от величины перемещения (рис. 8.19, *а*). САР положения при этом остается линейной. В режимах средних и больших перемещений время позиционирования зависит от величины перемещения и САР становится нелинейной (рис. 8.19, *б, в*).

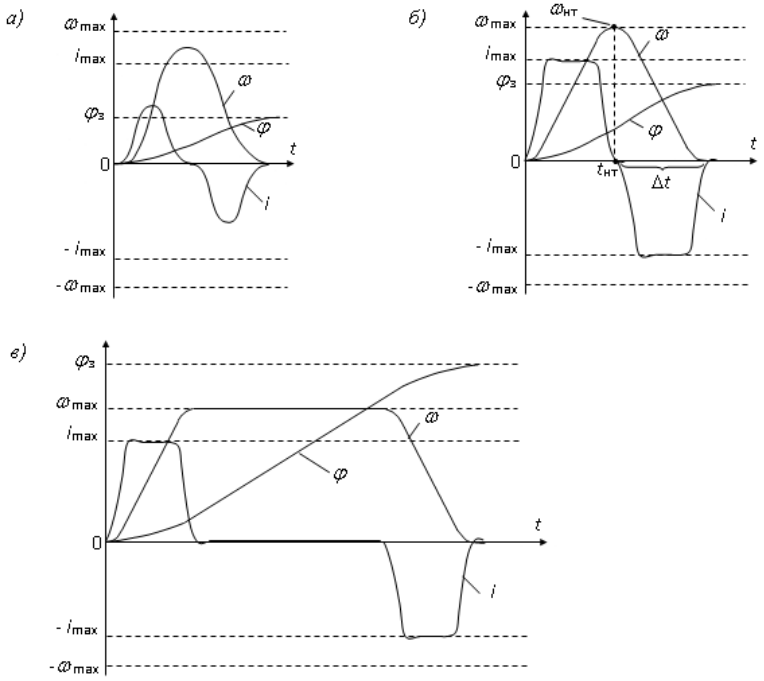


Рис. 8.19. Графики перемещения рабочего органа, скорости и тока якоря двигателя в позиционной САР:
а) режим малых перемещений; б) режим средних перемещений; в) режим больших перемещений

САР положения призвана обеспечить оптимальное автоматическое перемещение исполнительного органа рабочей машины из некоторой начальной позиции в некоторую конечную. В позиционных САР траектория движения исполнительного органа не имеет существенного значения и в качестве датчиков положения часто с успехом могут использоваться дискретные датчики типа конечных выключателей. Напротив, в следящих САР, контурных СЧПУ требуется непрерывный контроль отклонения положения от заданного значения. Автоматическое регулирование положения в этом случае реализуют с применением аналоговых (непрерывных) или дискретных (цифровых) САР положения с подчиненными контурами регулирования координат электроприводов.

В качестве датчиков положения используются сельсины, вращающиеся трансформаторы, индуктосины, многооборотные потенциометры, импульсные, цифровые датчики и др. В ряде случаев для повышения точности работы САР контроль положения осуществляют датчиками грубого и точного отсчетов (при больших отклонениях положения от заданного значения работает система грубого отсчета, в диапазоне малых рассогласований – система точного отсчета).

В настоящем разделе будут рассмотрены нашедшие наибольшее применение аналоговые САР положения с непрерывным контролем перемещения вдоль всего пути позиционирования рабочих органов механизмов.

8.5.1. САР положения с линейными регуляторами

Функциональная схема САР положения приведена на рис. 8.20.

САР положения содержит двигатель постоянного тока ДПТ с независимым возбуждением, управляемый по цепи якоря от тиристорного преобразователя ТП, редуктор Р, регуляторы и датчики тока, скорости и положения (РТ, РС, РП, ДТ, ДС, СП), задатчик положения СД, фазочувствительный выпрямитель ФЧВ.

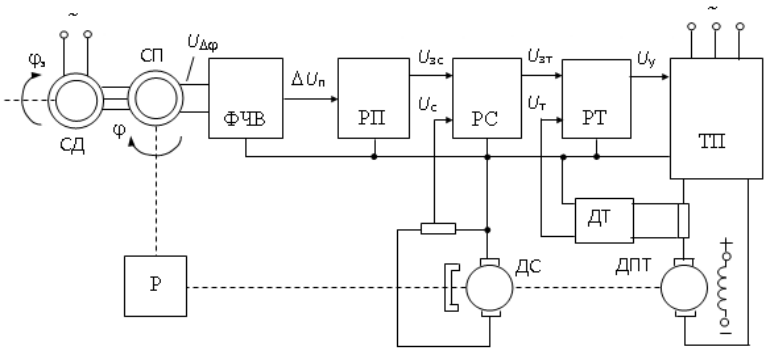


Рис. 8.20. Функциональная схема САР положения

В качестве датчика скорости используется тахогенератор постоянного или переменного тока (на схеме изображен тахогенератор постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов). В качестве датчика положения применен сельсин-приемник (СП), а в качестве задатчика положения – сельсин-датчик (СД). Сельсины работают в трансформаторном режиме (их обмотки возбуждения не соединены друг с другом и синхронизирующий момент не возникает). При возникновении рассогласования $\Delta\varphi = \varphi_з - \varphi$ в положении роторов сельсинов, т. е. при возникновении ошибки регулирования положения, в выходной однофазной обмотке сельсина-приемника наводится э.д.с.

$$U_{\Delta\varphi} = U_{\Delta\varphi,\,max} \sin \Delta\varphi.$$

При малых рассогласованиях в угловых положениях сельсинов (< 3°) величина наведенной э.д.с. будет практически пропорциональна величине рассогласования, т. е.

$$U_{\Delta\varphi} = K_{\Delta\varphi} \Delta\varphi\,,$$

где $K_{\Delta\varphi} = U_{\Delta\varphi,\,лин} / \Delta\varphi_{\,лин}$ – коэффициент передачи сельсина-приемника в линейной зоне измерения углового положения,

$U_{\Delta\varphi,\,лин}$, $\Delta\varphi_{лин}$ – отклонения координат в линейной зоне измерения углового положения.

Фазочувствительный выпрямитель ФЧВ позволяет выявить знак (фазу) рассогласования, формируя напряжение, пропорциональное ошибке регулирования положения, т. е.

$$\Delta U_п = K_{фчв}\, U_{\Delta\varphi} = K_{фчв}\, K_{\Delta\varphi}\, \Delta\varphi,$$

где $K_{фчв}$ – коэффициент передачи ФЧВ.

Замкнутые контуры регулирования тока якоря и скорости двигателя (ЗКРТ и ЗКРС) настраиваются так же, как и в системе регулирования скорости: ЗКРТ – на технический оптимум (ТО), ЗКРС – на технический или симметричный оптимум (СО). При этом регулятор тока якоря имеет ПИ-структуру, регулятор скорости – П или ПИ-структуры.

В зоне малых перемещений контур регулирования положения настраивают, как правило, на ТО. Структурная схема замкнутого контура регулирования положения приведена на рис. 8.21.

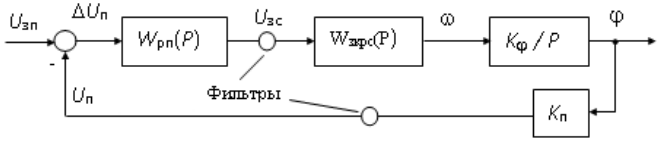


Рис. 8.21. Структурная схема контура регулирования положения

Передаточную функцию ЗКРС аппроксимируют звеном первого порядка

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{1/K_{\text{с}}}{2T_{\mu\text{с}}P(T_{\mu\text{с}}P+1)+1} \approx \frac{1/K_{\text{с}}}{2T_{\mu\text{с}}P+1} = \frac{1/K_{\text{с}}}{T_{\text{с}}P+1},$$

где T_c – постоянная времени ЗКРС.

Коэффициент передачи силового редуктора K_φ определяется как отношение выходной скорости редуктора к входной. Коэффициент передачи $K_п$ цепи обратной связи по положению представляет собой отношение

$$K_п = \Delta U_{п,\,лин} / \Delta\varphi_{\,лин}.$$

При использовании в качестве датчика положения сельсина или вращающегося трансформатора $K_п$ рассчитывают по формуле

$$K_п = K_{фчв} K_{\Delta\varphi} = K_{фчв} U_{\Delta\varphi,\, лин} / \Delta\varphi_{лин}.$$

Эквивалентная малая постоянная времени замкнутого контура регулирования положения (ЗКРП) представляет собой сумму малых постоянных времени ЗКРС и фильтров на выходах регулятора положения (РП) и датчика положения (на выходе ФЧВ при использовании сельсина в качестве датчика положения), см. рис. 8.21:

$$T_{\mu п} = T_c + T_{фрп} + T_{фдп}\,.$$

Применяя типовую методику синтеза к контуру, настраиваемому на ТО, получим передаточную функцию регулятора положения:

$$W_{\text{рп}}(P) = \frac{K_{\text{с}}}{2T_{\mu\text{п}} K_{\varphi} K_{\text{п}}} = K_{\text{рп}}.$$

Статическая точность позиционирования САР положения с таким пропорциональным РП определяется величиной статической нагрузки на валу электродвигателя при $\omega = 0$, т. е.

$$\Delta\varphi_c = \Delta U_c / K_п K_{рп} = K_c \Delta\omega_c / K_п K_{рп} = (2T_{\mu c} K_c / K_п K_{рп} J_{пр}) M_c.$$

Подставляя в полученную формулу выражение для $K_{рп}$ получим

$$\Delta\varphi_c = (4T_{\mu c} T_{\mu п} K_{\varphi} / J_{пр}) M_c \approx (2T_{\mu\text{п}}^2 K_{\varphi} / J_{\text{пр}}) M_{\text{с}}.$$

При больших значениях статическй нагруки M_c на валу электродвигателя величина $\Delta\varphi_c$ может превышать допустимую. При этом по якорю неподвижного двигателя будет протекать большой ток. Избежать этого можно, если ЗКРС настроить на симмеричный оптимум и на его входе установить фильтр с постоянной времени $4T_{\mu c}$. Интегральная составляющая ПИ-

регулятора скорости сводит $\Delta\omega_c$ к нулю, а, следовательно, и $\Delta\varphi_c = 0$. Аналогичный эффект можно получить, вводя интегратор в структуру регулятора положения, однако в позиционных САР, работающих в режимах средних и больших перемещений, такое решение приводит к недопустимому перерегулированию при позиционировании. В этой связи П-РП часто настраивают компромиссно для режима средних перемещений.

Режим средних перемещений характеризуется выходом тока якоря на режим ограничений, а следовательно, работой электропривода при постоянном максимальном ускорении (полагаем статическую нагрузку на валу электродвигателя постоянной), т. е. $\varepsilon_{max} = (d\omega/dt)_{max} = (M_{max} + M_c) / J_{np}$.

Установим соотношение между скоростью начала торможения $\omega_{нт}$ и приращением перемещения $\Delta\varphi_m$ в режиме средних перемещений (см. рис. 8.19, *б*):

$$\Delta\varphi_{\text{т}} = K_\varphi \int_{t_{\text{нт}}}^{t_{\text{нт}}+\Delta t} \omega\, dt = \frac{K_\varphi J_{\text{пр}}}{M_{\max} + M_{\text{с}}} \int_{\omega_{\text{нт}}}^{0} \omega\, d\omega = -\frac{K_\varphi J_{\text{пр}} \omega_{\text{нт}}^2}{2(M_{\max} + M_{\text{с}})} = -\frac{K_\varphi \omega_{\text{нт}}^2}{2\varepsilon_{\max}},$$

где $t_{нт}$, Δt – время начала торможения и время торможения.

Отображение полученного выражения на плоскости координат $\omega_{нт}$ и $\Delta\varphi_m$ называется фазовым портретом (рис. 8.22).

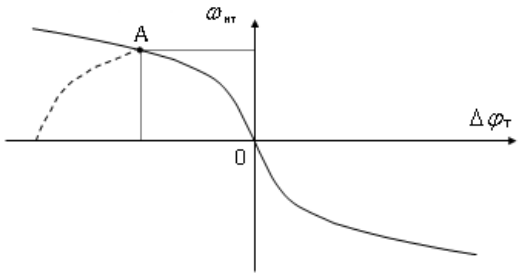


Рис. 8.22. Фазовый портрет позиционной САР для режима средних перемещений

Для конкретной точки А фазового портрета (см. рис. 8.22) найдем выражения для коэффициента передачи регулятора положения:

$$K_{\text{рп}} = \frac{U_{\text{рп}}}{\Delta U_{\text{п}}} = \frac{K_{\text{с}}\,\omega_{\text{нт}}}{K_{\text{п}}\,\Delta\varphi_{\text{т}}} = \frac{2K_{\text{с}}(M_{\max} + M_{\text{с}})}{K_{\text{п}}\,K_{\varphi}\,J_{\text{пр}}\omega_{\text{нт}}} = \frac{2K_{\text{с}}\varepsilon_{\max}}{K_{\text{п}}\,K_{\varphi}\,\omega_{\text{нт}}}.$$

Как видим, коэффициент передачи РП в режиме средних перемещений зависит от скорости начала торможения $\omega_{нт}$ и при малых перемещениях должен стремиться к бесконечности, что сделает позиционную САР неустойчивой. Для обеспечения постоянства $K_{рп}$ и устойчивости системы во всем диапазоне средних перемещений принимают $\omega_{нт} = \omega_{max}$, т. е.

$$K_{\text{рп}} = \frac{2K_{\text{с}}\varepsilon_{\max}}{K_{\text{п}}\,K_{\varphi}\,\omega_{\max}}.$$

Заметим, что $\varepsilon_{max} = \omega_{max} / \Delta t_{max}$. Сравнивая выражения для $K_{рп}$ в режимах малых и средних перемещений, можно убедиться, что время разгона (торможения) до максимальной скорости должно удовлетворять соотношению а, следовательно, необходимо учитывать фактор ограничения максимального ускорение ε_{max} электропривода.

$$\Delta t_{max} \geq 4T_{\mu m},$$

При такой настройке РП САР остается линейной в режимах малых и средних перемещений, однако оптимальное позиционирование возможно только при $\omega_{нт} = \omega_{max}$, т. е. лишь в одной точке фазового портрета. При меньших перемещениях позиционирование будет осуществляться с дотягиванием, при больших – с перерегулированием [4, 9]. Очевидно, что оптимальное позиционирование во всех трех режимах перемещений требует применения нелинейного регулятора положения.

8.5.2. САР положения с параболическим регулятором

Сделаем допущение, что статическая ошибка позиционирования в ЗКРП отсутствует и ЗКРС имеет достаточное быстродействие. В этом случае выходное напряжение регулятора положения для момента времени, соответствующего началу торможения, можно представить в виде

$$U_{рп} = K_{рп}\,\Delta U_п = K_с\,\omega_{нт}.$$

Подставляя в это соотношение выражение для $K_{рп}$ в режиме средних перемещений получим

$$U^2_{\text{рп}} = \frac{2K^2_{\text{с}}\varepsilon_{\max}}{K_{\text{п}}K_{\varphi}}\Delta U_{\text{п}}$$

или

$$U_{\text{рп}} = K_{\text{с}}\sqrt{\frac{2\varepsilon_{\max}}{K_{\text{п}}K_{\varphi}}}\sqrt{\Delta U_{\text{п}}} = K'_{\text{рп}}\sqrt{\Delta U_{\text{п}}},$$

где $K'_{рп}$ – постоянный коэффициент передачи параболического регулятора положения, $K'_{\text{рп}} = K_{\text{с}}\sqrt{\frac{2\varepsilon_{\max}}{K_{\text{п}}K_{\varphi}}}$.

Таким образом, оптимальный нелинейный регулятор положения для режима средних перемещений представляет собой нелинейность типа “корень квадратный”, получивший, однако, название “параболический регулятор”.

Режим больших перемещений характеризуется позиционированием с предельно допустимой скоростью ω_{max}, что достигается ограничением выходного сигнала регулятора скорости на уровне $U_{рп} = K_с\omega_{max}$. Функциональная зависимость “вход/выход” нелинейного регулятора, обеспечивающего оптимальное качество регулирования положения рабочего органа при позиционировании во всех трех режимах приведена на рис. 8.23.

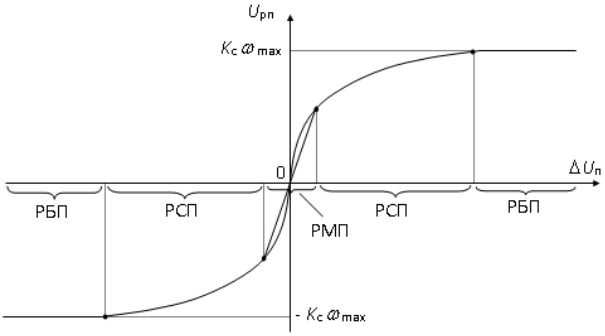


Рис. 8.23. Характеристика “вход / выход” параболического регулятора положения

В режиме средних перемещений (РСП) характеристика РП имеет нелинейность типа “корень квадратный”, в режиме больших перемещений (РБП) – нелинейность типа “насыщение” (на уровне $K_c\omega_{max}$), в режиме малых перемещений (РМП) характеристика РП имеет линейную зависимость с коэффициентом передачи, обеспечивающим оптимильную настройку ЗКРП на ТО в режиме малых перемещений, т. е.

$$K_{\text{рп}} = \frac{K_{\text{с}}}{2T_{\text{цп}}K_{\varphi}K_{\text{п}}}.$$

Нелинейная характеристика такого РП реализуется включением диодно-резистивной матрицы в обратную связь операционного усилителя.

8.6. Синтез следящих систем управления

Следящая система управления – замкнутая динамическая система, обеспечивающая перемещение исполнительного органа рабочей машины в соответствие с изменяющимся по произвольному закону задающим воздействием. Следящие САУ составляют основу

контурных СЧПУ. Основным требованием к следящей САУ является обеспечение заданной динамической точности перемещения исполнительного органа в условиях воздействия на систему возмущений внешней среды. Спецификой следящей САУ является ее функционирование исключительно в режиме малых перемещений, при котором ни одна координата системы не выходит на режим ограничения. Точность следящей САУ обычно оценивают по точности воспроизведения задающего воздействия, изменяющегося с постоянной скоростью, ускорением или по гармоническому закону. В связи с этим для оценки качества следящих САУ оперируют понятиями добротности по скорости, ускорению или частотой среза ЛАЧХ разомкнутой системы.

8.6.1. Добротность САУ, синтез инвариантных САУ по отношению к задающим и возмущающим воздействиям

Рассмотрим структурную схему следящей САУ с подчиненным контуром регулирования скорости электропривода (рис. 8.24).

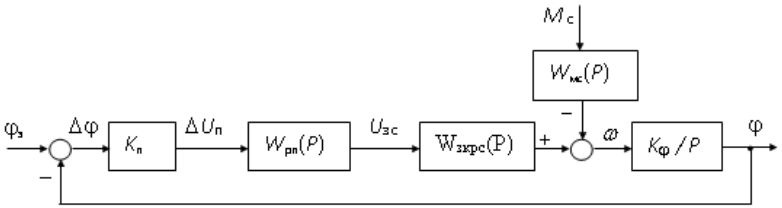


Рис. 8.24. Структурная схема следящей САУ с подчиненным контуром регулирования скорости

Воздействие статической нагрузки M_c на валу электропривода здесь приведено к выходу замкнутого контура регулирования скорости (ЗКРС).

Пусть ЗКРС настроен на ТО, т. е. применен П-регулятор скорости, а следовательно

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{1/K_{\text{с}}}{2T_{\text{мс}}P(T_{\text{мс}}P + 1) + 1}.$$

Передаточная функция $W_{мс}(P)$ в этом случае может быть получена из рассмотрения структурной схемы ЗКРС, приведенной на рис. 8.7, в которой

$$W_{\text{рс}}(P) = K_{\text{рс}} = \frac{K_{\text{т}}T_{\text{м}}}{2T_{\text{мс}}R_{\text{э}}K_{\text{д}}K_{\text{с}}}.$$

Полагая $U_{зс} = 0$ и, принимая во внимание, что $M_c = i_c / K_d$, получим

$$W_{\text{мс}}(P) = \frac{(2T_{\text{мс}}R_{\text{э}}K_{\text{д}}^2 / T_{\text{м}})(T_{\text{мс}}P + 1)}{2T_{\text{мс}}P(T_{\text{мс}}P + 1) + 1}.$$

Введем обозначения:

$$K_{\text{зкрс}} = 1/K_{\text{с}};\ K_{\text{мс}} = 2T_{\text{мс}}R_{\text{э}}K_{\text{д}}^2/T_{\text{м}};\ A(P) = 2T_{\text{мс}}P(T_{\text{мс}}P + 1) + 1;\ B(P) = T_{\text{мс}}P + 1.$$

Тогда получим

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{K_{\text{зкрс}}}{A(P)},\quad W_{\text{мс}}(P) = \frac{K_{\text{мс}}B(P)}{A(P)}.$$

Если ЗКРС настроен на СО, т. е. применен ПИ-регулятор скорости, и на его входе установлен фильтр с постоянной времени $4T_{мс}$, то его передаточная функция имеет вид

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{1/K_{\text{с}}}{4T_{\text{мс}}P\,[2T_{\text{мс}}P(T_{\text{мс}}P + 1) + 1] + 1}.$$

Передаточная функция $W_{мс}(P)$ может быть получена аналогично предыдущему случаю из рассмотрения структурной схемы ЗКРС, приведенной на рис. 8.7, в которой

$$W_{\text{рс}}(P) = \frac{4T_{\text{цс}}P + 1}{8T_{\text{цс}}^2 R_{\text{э}} K_{\text{д}} K_{\text{с}} P / K_{\text{т}} T_{\text{м}}}.$$

Полагая $U_{зс} = 0$ и, принимая во внимание, что $M_c = i_c / K_д$, получим

$$W_{\text{мс}}(P) = \frac{(8T_{\text{цс}}^2 R_{\text{э}} K_{\text{д}}^2 P / T_{\text{м}})(T_{\text{цс}}P + 1)}{4T_{\text{цс}}P\,[2T_{\text{цс}}P(T_{\text{цс}}P + 1) + 1] + 1}.$$

$$K_{\text{зкрс}} = 1 / K_{\text{с}}; \quad K_{\text{мс}} = 2T_{\text{цс}} R_{\text{э}} K_{\text{д}}^2 / T_{\text{м}};$$

$$A(P) = 4T_{\text{цс}}P\,[2T_{\text{цс}}P(T_{\text{цс}}P + 1) + 1] + 1; \quad B(P) = 4T_{\text{цс}}P(T_{\text{цс}}P + 1),$$

Введем обозначения позволяющие получить те же обобщенные выражения для $W_{зкрс}(P)$ и $W_{мс}(P)$:

$$W_{\text{зкрс}}(P) = \frac{K_{\text{зкрс}}}{A(P)}, \quad W_{\text{мс}}(P) = \frac{K_{\text{мс}} B(P)}{A(P)}.$$

С учетом обозначений структурной схемы (см. рис. 8.24) и введенных обозначений можно записать:

$$\varphi(P) = \frac{K_{\varphi}}{P} \frac{K_{\text{зкрс}}}{A(P)} W_{\text{рп}}(P) K_{\text{п}} \Delta\varphi(P) - \frac{K_{\varphi}}{P} \frac{K_{\text{мс}} B(P)}{A(P)} M_{\text{с}}(P).$$

Поскольку $\varphi(P) = \varphi_з(P) - \Delta\varphi(P)$, то предыдущее выражение можно переписать относительно ошибки $\Delta\varphi(P)$:

$$\Delta\varphi(P) = \frac{A(P)}{A(P)P + K_{\varphi} K_{\text{экрс}} K_{\text{рп}} K_n} \dot{\varphi}_{\text{з}}(P) + \frac{K_{\varphi} K_{\text{мс}} B(P)}{A(P)P + K_{\varphi} K_{\text{экрс}} K_{\text{рп}} K_n} M_{\text{с}}(P),$$

где $\dot{\varphi}_ç$ – задание перемещения с постоянной скоростью (“постоянная заводка”), $\dot{\varphi}_ç = \omega_з$.

Пусть ЗКРС настроен на ТО. Для квазиустановившегося режима (P=0) получим величину установившейся ошибки следящей САУ:

$$\Delta\varphi_{\text{уст}} = \frac{1}{K_{\varphi}K_{\text{экрс}}K_{\text{рп}}K_{n}}\dot{\varphi}_{\text{з}}(P) + \frac{K_{\varphi}K_{\text{мс}}}{K_{\varphi}K_{\text{экрс}}K_{\text{рп}}K_{n}}M_{\text{с}}.$$

Обозначая коэффициент передачи разомкнутого контура регулирования положения через $K_{ркрп}$ и подставляя значения коэффициентов $K_{зкрс}$ и $K_{рп}$, получим $K_{ркрп} = K_{\varphi}\, K_{зкрс}\, K_{рп}\, K_{n} = 1 / 2T_{\mu п}$, а, следовательно,

$$\Delta\varphi_{\text{уст}} = \frac{1}{K_{\text{ркрп}}}\dot{\varphi}_{\text{з}} + \frac{K_{\varphi}K_{\text{мс}}}{K_{\text{ркрп}}}M_{\text{с}} = 2T_{\mu\text{п}}\dot{\varphi}_{\text{з}} + 2T_{\mu\text{п}}K_{\varphi}K_{\text{мс}}M_{\text{с}}.$$

Добротность по скорости или просто добротность – величина, определяемая отношением

$$D_{\omega} = \omega_{з}/\Delta\varphi_{уст}.$$

Добротность по моменту – величина, определяемая отношением

$$D_{мс} = M_{с} / \Delta\varphi_{уст}.$$

В рассматриваемой системе

$$D_{\omega} = 1/2T_{\mu п},\ D_{мс} = 1/2T_{\mu п}\, K_{\varphi}K_{мс}.$$

Таким образом, для снижения $\Delta\varphi_{уст}$, а, следовательно, для увеличения добротности следящей САиУ, необходимо увеличивать быстродействие ЗКРП. Полагая, что ЗКРП содержит внутренние контуры регулирования тока якоря и скорости двигателя с эквивалентными малыми постоянными времени $T_{\mu т}$ = 0,01с, $T_{\mu с} = 2T_{\mu т}$ = 0,02с, а $T_{\mu п} = 2T_{\mu с}$ = 0,04с, получим численное значение добротности следящей САиУ D_{ω} = 12,5 Гц.

Величина добротности системы по моменту определяется не только быстродействием ЗКРП, но и величиной $K_{\varphi}K_{мс}$.

На рис. 8.25 приведена реакция следящей САиУ на отличающиеся в 2 раза “постоянные заводки”. Как видим, чем быстрее изменяется задающее воздействие, тем больше величина ошибки слежения $\Delta\varphi_{уст}$.

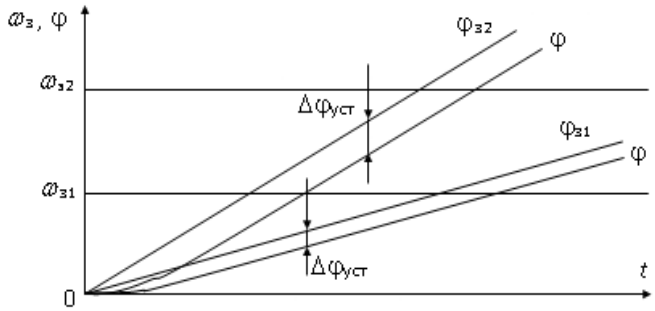


Рис. 8.25. Реакция следящей САУ на отличающиеся в 2 раза “постоянные заводки”

Если ЗКРС настроить на СО и установить на входе фильтр с постоянной времени $4T_{\mu c}$, то величина добротности по скорости останется той же, что и при настройке на ТО, а добротность по моменту устремится к бесконечности, поскольку при $P \to 0$ $B(P) \to 0$. В этом случае, однако, можно говорить о добротности системы по скорости изменения момента на валу электропривода, численно равной $1/8T_{\mu n}\ T_{\mu c}\ K_{\varphi}K_{мс}$.

Таким образом, следящая САУ с пропорциональным РП является астатической нулевого порядка по заданию, т. е. имеет место установившаяся ошибка слежения при “постоянной заводке”. Для повышения порядка астатизма идут либо по пути включения интеграторов в структуру РП (ПИ-, ПИД-РП), либо применяют комбинированное управление (в устройство управления вводят дополнительные сигналы по задающему и возмущающему воздействиям).

При настройке ЗКРП на СО и использовании ПИ-РП следящая САУ становится астатической первого порядка (линейное в функции времени задание положения

отрабатывается без ошибки) и имеет добротность по ускорению, определяемую выражением

$$D_{\varepsilon} = 1/8T_{\mu\text{п}}^2 .$$

При том же быстродействии контуров регулирования ($T_{\mu п}$=0,04с) добротность САУ по ускорению повышается до 78. Применение ПИД-РП теоретически позволяет повысить добротность еще в 2 раза [9], однако, проблема структурной устойчивости (наличие интегратора 2-го порядка в структуре САУ), наличие неидеальностей и упругостей кинематических передач вынуждают при введении интегральной составляющей в структуру РП отходить на практике от стандартных настроек ЗКРП, уменьшая, прежде всего, коэффициент передачи РП, а значит и добротность САУ. Все это резко снижает эффективность применения интегратора в структуре регулятора положения.

Эффективным средством повышения точности следящих систем управления является применение комбинированного управления, обеспечивающего инвариантность (квазиинвариантность) САУ по отношению к задающим и возмущающим воздействиям. Структурная схема такой системы приведена на рис. 8.26.

В структуру следящей системы управления введены два звена компенсации влияния задающего и возмущающего воздействий *($W_{к1}(P)$* и *$W_{к2}(P)$)*. Инвариантность САУ к изменению задающего воздействия обеспечивает звено *$W_{к1}(P)$,* инвариантность к изменению возмущающего воздействия – звено *$W_{к2}(P)$*.

Для нахождения передаточных функций этих звеньев воспользуемся принципом суперпозиции. Сначала будем полагать, что *M_c=0*. Тогда можно записать

$$\varphi(P)=(K_{\varphi}/P)W_{зкрс}(P)[U_{рп}(P)+U_{к1}(P)]=(K_{\varphi}/P)W_{зкрс}(P)[W_{рп}(P) K_{п}\Delta\varphi(P)+ + W_{к1}(P)\ \varphi_{з}(P)] .$$

Полагая, что в инвариантной САУ $\Delta\varphi(P) = 0$, $\varphi(P) = \varphi_{з}(P)$, получим

$$\varphi_{з}(P) = (K_{\varphi}/P)W_{зкрс}(P)[\ W_{к1}(P)\ \varphi_{з}(P)].$$

Отсюда

$$W_{к1}(P) = P / K_{\varphi} W_{зкрс}(P).$$

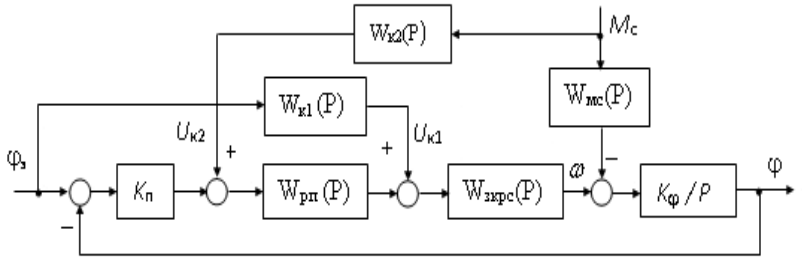


Рис. 8.26. Структурная схема следящей САУ
с комбинированным управлением

Для нахождения $W_{к2}(P)$ будем полагать $\varphi_з(P) = 0$. Тогда можно записать

$$\varphi(P) = (K_{\varphi} / P)[-W_{мс}(P)M_c(P) + W_{к2}(P)\, W_{рп}(P)\, W_{зкрс}(P)\, M_c(P)] = 0.$$

Отсюда

$$W_{к2}(P) = W_{мс}(P) / W_{рп}(P)\, W_{зкрс}(P)\ .$$

Заметим, что для обеспечения полной инвариантности следящей САиУ по отношению к задающим и возмущающим воздействиям требуется формирование “чистых” производных этих воздействий. Если ЗКРС имеет достаточно высокое быстродействие и может быть представлен апериодическим звеном первого порядка в виде $W_{зкрс}(P) = (1/K_c)/(T_c P + 1)$, то для обеспечения полной инвариантности САиУ и соответственно астатизма бесконечно высокого порядка по задающему воздействию необходимо ввести первую и вторую производные от задающего воздействия. В действительности ММ ЗКРС может существенно отличаться от принятой в силу целого ряда факторов: температурного и временного дрейфа параметров якорной цепи двигателя, наличие дискретности и неполной управляемости тиристорного преобразователя, неидеальности и

упругости кинематической передачи электропривода и т. д. Кроме того, как уже отмечалось, имеет место проблема формирования сигналов производных произвольно меняющегося задающего воздействия. Проблема обеспечения полной инвариантности САиУ к возмущающим воздействиям усугубляется сложностью получения достаточно точной оценки самого возмущения – сигнала, пропорционального статической нагрузке на валу двигателя. Все это приводит к тому, что на практике, как правило, ограничиваются введением в закон управления САиУ лишь первых производных задающего и возмущающего воздействий, а, следовательно, полученные передаточные функции $W_{к1}(P)$ и $W_{к2}(P)$ аппроксимируют, в общем случае, пропорционально-дифференциальными звеньями. Следящая САиУ с комбинированным управлением, содержащая такие звенья, позволяет достичь астатизма первого порядка по задающему и возмущающему воздействиям (скоростная и моментная ошибка отсутствуют), т. е. система приобретает качества, подобные введению интегратора в структуру регулятора положения. Важно отметить, что введение компенсирующих звеньев не изменяет характеристического уравнения системы, замкнутой по положению, а следовательно не оказывает влияния на устойчивость следящей САУ. Система комбинированного управления с упрощенной структурой компенсирующих звеньев обеспечивает частичную инвариантность по отношению к задающим и возмущающим воздействиям и носит название квазиинвариантной к этим воздействиям.

8.6.2. Типовые структуры следящих электроприводов

Прежде всего отметим, что следящие электроприводы отечественной промышленностью комплектно не выпускаются. Они изготавливаются индивидуально исходя из требований к точности слежения на основе применения быстродействующих реверсивных тиристорных или транзисторных электроприводов постоянного тока типов ЭШИМ, ЭПУ и другие с высокомоментными двигателями серий ПБВ, ДПМ, ДК-1 или иных с высокими динамическими характеристиками, а также на

основе электроприводов переменного тока типа "Размер-2М" с двигателями серии 4А. Питание элементов системы управления осуществляют от промышленной сети с частотой 50 Гц или от индивидуальных источников постоянного тока. Маломощные следящие электроприводы, а также измерительные и преобразующие устройства питают преимущественно от источников с частотой 400 Гц или выше.

Техническая структура и точность следящего электропривода определяются, прежде всего, типом применяемого датчика положения. В качестве датчиков положения следящих САиУ применяются:

- многооборотные прецезионные потенциометры с линейной характеристикой (точность отработки рассогласований – 0,2…0,6 %);
- сельсины (точность отработки рассогласований – 0,2°…1°);
- синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (точность отработки рассогласований – десятые доли…единицы угловых минут);
- круговые индуктосины (точность отработки рассогласований – единицы…десятки угловых секунд);
- линейные индуктосины (точность отработки рассогласований – единицы…десятки микрон);
- цифровые и импульсные датчики положения (точность отработки рассогласований – до 0,001 %).

Заметим, что точность следящей САУ не может быть выше точности применяемого датчика.

Наиболее широкое распространение в САУ, в частности в следящих САУ металлорежущих станков (МС) и промышленных роботов (ПР), нашли фазовые датчики перемещений индукционного типа – сельсины, СКВТ, индуктосины. На рис. 8.27 приведена функциональная схема следящего электропривода с СКВТ, работающего в режиме фазовращателя. СКВТ представляет собой индукционную микромашину, напоминающую двухфазную асинхронную машину с фазным ротором. На статоре расположены 2 обмотки, сдвинутые в

пространстве на 90° и питающиеся синусоидальными напряжениями, сдвинутыми по фазе на 90°. Благодаря этому образуется круговое, вращающееся со скоростью Ω, магнитное поле. При этом в роторных обмотках индуцируется э.д.с., имеющая такую же частоту, но сдвинутая по фазе относительно опорного напряжения на угол φ, определяемый углом поворота ротора СКВТ. Ротор СКВТ кинематически связан с перемещаемым (вращаемым) узлом МС, ПР или иной установки (см. пунктирную линию на рис. 8.27).

Задающее устройство представляет собой фазовый преобразователь ФП, на который подаются два сигнала: синусоидальное напряжение $U_m \sin(\Omega t)$ от генератора синусоидального напряжения ГСН и цифровой код, пропорциональный заданному угловому перемещению $\varphi_з$ рабочего органа, от устройства числового программного управления УЧПУ. ФП осуществляет сдвиг по фазе синусоидального сигнала на угол $\varphi_з$. Фазовый дискриминатор ФД осуществляет сравнение сигнала задания с сигналом обратной связи, поступающий с роторной обмотки СКВТ, и формирует напряжение, пропорциональное ошибке слежения $U_{\Delta\varphi}$.

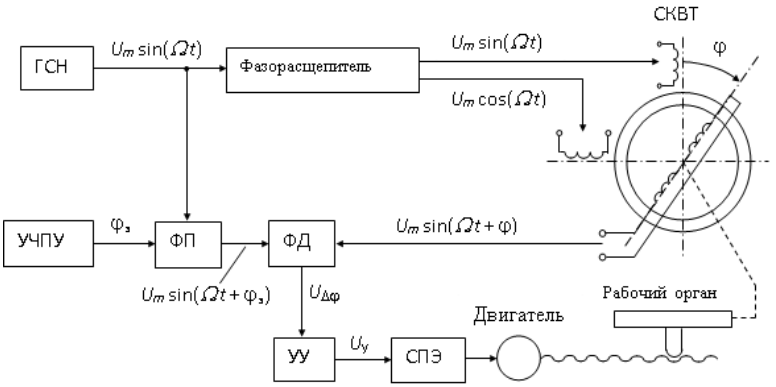


Рис. 8.27. Функциональная схема следящего привода с СКВТ

Устройство управления УУ следящим приводом обеспечивает формирование оптимального сигнала управления U_y электромеханическим приводом (силовым модулем, состоящим из силового преобразователя энергии СПЭ и электродвигателя). Оно включает в себя регуляторы положения, скорости и тока двигателя, корректирующие звенья, обеспечивающие формирование первой и, в общем случае, второй производных от задающего и возмущающего воздействий (см. предыдущий раздел).

В зависимости от избранной системы питания роторных и статорных обмоток СКВТ различают 4 режима его работы. Как уже отмечалось, в рассмотренном примере СКВТ работает в режиме фазовращателя, который часто называют фазовым индикаторным. СКВТ может функционировать также в амплитудном индикаторном, фазовом и амплитудном разностных режимах. Измерительная часть следящего привода при использовании этих режимов работы СКВТ имеет иной состав преобразовательных модулей, но не имеет каких-либо преимуществ по сравнению с рассмотренной выше [10].

Следует отметить, что СКВТ с одной парой полюсов (Z_p=1) имеют сравнительно невысокую точность (менее 1°). Значительно более высокую точность имеют многополюсные СКВТ, у которых цена оборота фазы равна 360°/Z_p). Среди отечественных многополюсных СКВТ можно отметить датчики типов БСКТ-1065 (Z_p =5), СКТД-6465 (Z_p =32). Точность измерения датчиков СКТД-6465 достигает 0,1′…0,5′ в зависимости от класса точности. Некоторые высокомоментные электродвигатели поставляются со встроенными многополюсными СКВТ (ДК-1 имеет СКВТ с Z_p=10).

Существенное повышение точности следящей САиУ можно достичь, если измерение положения осуществлять в дискретной форме. В таких системах не только задание, но и контроль отработки, и выработка сигнала управления положением производится в цифровой или импульсной форме. Функциональная схема следящей САиУ с импульсным датчиком положения приведена на рис. 8.28.

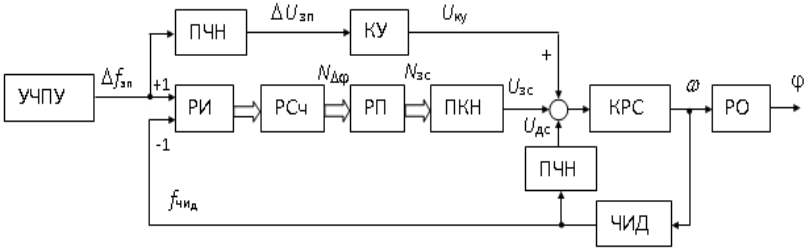


Рис. 8.28. Функциональная схема следящей САиУ
с импульсным датчиком положения

Обозначения на схеме:

УЧПУ – устройство числового программного управления;

РИ – распределитель импульсов;

РСч – реверсивный счетчик импульсов (двоичный или двоично-десятичный);

РП – регулятор положения;

ПКН – преобразователь “код-напряжение”;

ПЧН – преобразователь “частота-напряжение”;

КУ – корректирующее устройство;

КРС – разомкнутый контур регулирования скорости;

РО – рабочий орган;

ЧИД – частотно-импульсный датчик.

Задание положения осуществляется устройством числового программного управления УЧПУ типа NC в дискретной форме, т. е. приращение перемещения за некоторый промежуток времени задается числом импульсов, соответствующих этому перемещению (см. сигнал $\Delta f_{зп}$ на рис. 8.28). По сути дела задающее воздействие определяет заданную кадром программы скорость электропривода на данном отрезке времени. В качестве датчика положения применен частотно-импульсный датчик ЧИД, выходная частота которого пропорциональна скорости электродвигателя.

Распределитель импульсов РИ осуществляет исключение полностью совпадающих импульсов по каналам задания и обратной связи. Реверсивный счетчик импульсов РСч формирует код ошибки отработки перемещения $N_{\Delta\varphi}$, а

цифровой регулятор положения РП формирует код задания скорости $N_{зс}$ следящего электропривода (например, пропорционально $N_{\Delta\varphi}$).

На входе КРС суммируются 3 сигнала: напряжение задания скорости $U_{зс}$, напряжение частотно-импульсного датчика скорости $U_{дс}$ (отрицательная обратная связь) и напряжение корректирующего устройства $U_{ку}$ (положительная компенсирующая связь), обеспечивающее форсирование отработки изменения задающего воздействия следящей САиУ. При ПД-структуре КУ на его выходе формируются компенсирующие воздействия по первой и второй производной задающего воздействия, что позволяет обеспечить астатизм второго порядка по этому воздействию.

Несомненным достоинством приведенной структуры следящей САУ с импульсным датчиком скорости является применение единого частотно-импульсного датчика в каналах регулирования скорости и положения. Современные ЧИД имеют высокое разрешение благодаря растровой технологии изготовления модуляционных дисков. Разрешающая способность зарубежных датчиков достигает 5000 импульсов на оборот при диаметре всего 50 мм, например типа ICR. Из отечественных ЧИД наиболее распространены датчики моделей ПДФ, ВЕ-815, СИФ-3, обеспечивающие разрешающую способность до 5000 импульсов на оборот.

Используемая аббревиатура

САиУ – система автоматизации и управления.

АСУ – автоматизированная система управления.

АСУ ТП – автоматизированная система управления технологическим процессом (производством).

САР – система автоматического регулирования.

ЗКРТ – замкнутый контур регулирования тока якоря.

ЗКРС – замкнутый контур регулирования скорости.

ЗКРП – замкнутый контур регулирования положения.

ОУ – объект управления.

УУ – устройство управления.

ММ – математическая модель.

ОДУ – обыкновенные дифференциальные уравнения.

ДПТ – электродвигатель постоянного тока.

ЭМП – электромашинный преобразователь.

ТП – тиристорный преобразователь.

ЭВМ – электронно-вычислительная машина.

УВМ – управляющая вычислительная машина.

ПЭВМ – персональная электронно-вычислительная машина.

УСО – устройство связи с объектом.

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь.

АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

КЧВ – контроллер частотного ввода.

САПР – систем автоматизированного проектирования.

ТЗ – техническое задание.

ГПС – гибкая производственная система.

СРВ – система реального времени.

АРМ – автоматизированное рабочее место.

ОС – операционная система.

ППП – пакет прикладных программ.

БД – база данных.

СУБД – система управления базами данных.

БЗ – база знаний.

БП – база правил.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бесекерский В. А., Попов Е. П.* Теория систем автоматического регулирования. –М.: Наука, 1975. – 122 с.

2. *Бесекерский В. А.* Цифровые автоматические системы. – М.: Наука,1976. – 125 с.

3. *Болнокин В. Е., Чинаев П. И.* Анализ и синтез систем автоматического управления на ЭВМ. – М.: Радио и связь,1986. – 127 с.

4. *Вавилов А. А., Имаев Д. Х.* Машинные методы расчета систем управления. – Л.: ЛГУ, 1981. –130 с.

5. *Воронов А. А.* Основы теории автоматического управления. Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. – М.: Энергия, 1980. – 145 с.

6. *Воронов А. А.* Основы теории автоматического управления. Особые линейных системы. – М.: Энергия, 1981. – 150 с.

7. *Воронов А. А.* Устойчивость, управляемость, наблюдаемость. – М.: Наука, 1979. – 167 с.

8. Динамика систем управления ракет с бортовыми вычислительными машинами. /*Под ред. М. С. Хитрюка, С. М. Федорова.* – М.:Машиностроение, 1976. – 177 с.

9. Задачник по теории автоматического управления. /Под ред. *А. С. Шаталова.* – М.: Энергия, 1979. – 156 с.

10. *Иващенко Н. Н.* Автоматическое регулирование. – М.: Машинострание, 1979. – 134 с.

11. *Кочетков В. Т., Половко А. М., Понамарев В. М.* Теория систем телеуправления и самонаведения ракет. – М.: Наука, 1964. – 189 с.

12. *Красовский А. А., Поспелов Г. С.* Основы автоматики и технической кибернетики. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 198 с.

13. *Крутько П. Д.* Обратные задачи динамики управляемых систем. – М.: Наука, 1987. – 233 с.

14. *Кулешов В. С., Лаконта Н. А.* Динамика систем управления манипуляторами. – М.: Энергия, 1971. – 235 с.

15. *Курош А. Г.* Курс высшей алгебры. – М.: Наука, 1975. – 123 с.

16. *Макаров И. М., Меневский Б. М.* Линейные автоматические системы. – М.: Машиностроение, 1982. – 233 с.

17. Математическое основы теории автоматического регулирования. Т. 1, 2. /Под ред. *Б. К. Чемоданова*. – М.: Высш. шк., 1977. – 132 с.

18. *Мееров М. В.* Исследование и оптимизация многосвязных систем управления. – М.: Наука,1986. –143 с.

19. *Медведев В. С., Лесков А. Г., Ющенко А. С.* Системы управления манипуляционных роботов. –М.: Наука, 1978. – 165 с.

20. *Михайлов Ф. А.* Теория и методы исследования нестационарных линейных систем. – М.: Наука, 1986. – 154 с.

21. *Макаров И. М., Евтихиев Н. Н., Дмитриев Н. Д. и др* Основы автоматизации управления производством: Учеб. пособие для студ. техн. вузов / Под ред. *И. М. Макарова.* – М.: Высш. шк., 1983. – 504 с.

22. Автоматизация типовых технологических процессов и установок: Учебник для вузов./*А. М. Корытин, Н. К. Петров, С. Н. Радимов, Н. К. Шапарев*. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 432 с.

23. *Рей У.* Методы управления технологическими процессами: /Пер. с англ. – М.: Мир, 1983. – 368 с.

24. *Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г.* Управление электроприводами: Учеб. пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392 с.

25. Синтез электромеханических приводов с цифровым управлением. /*Вейц В. Л., Вербовой П. Ф., Вольберг О. Л., Съянов А. М.; Отв. Ред. Войтех А.А.*; АН Украины. И-нт электродинамики. – Киев: Наук. Думка, 1991. – 232 с.

26. Программно-информационные комплексы автоматизированных производственных систем / *С. А. Клейменов, С. Н. Рябов, С. А. Барбашов, А. И. Павленко*; Под ред. *С. А. Клейменова.* – М.: Высш. шк., 1990. – 224 с.

27. САПР: Система автоматизир. проектирования: Учеб. пособие для втузов. В 9 кн. Кн. 4. Математические модели технических объектов / *В. А. Трудоношин, Н. В. Пивоварова*; Под ред. *И. П. Норенкова*. – Мн.: Высш. шк., 1988. – 159 с.

28. Аппак М. А. Автоматизированные рабочие места на основе персональных ЭВМ. – М.: Радио и связь, 1989. – 176 с.

29. Электротехнический справочник. В 3 т. Т. 3: В 2 кн. Кн. 2. Использование электрической энергии / Под общ. ред. профессоров МЭИ: *И. Н. Орлова и др.* – 7-е изд., испр. и доп. – М.: ЭАИ, 1988. – 616 с.

30. *Макаров И. М., Монский Б. М.* Линейные автоматические системы. – М. Машиностроение, 1987.

31. *Клюев А. С.* Автоматическое регулирование. – М.: Энергия, 1973.

32. *Юревич Е. Н.* Теория автоматического управления. – Л.: Энергия, 1975.

Оглавление

	Введение……..…...	3
1.	Классификация систем автоматизации и управления ……	5
2.	Принципы построения систем автоматизации и управления……..……	8
3.	Функциональные и технические структуры САиУ……	15
3.1.	Функциональная структура локальной САиУ…	16
3.2.	Функциональная структура централизованной САиУ……...	17
3.3.	Функциональная структура иерархической САиУ……...	19
3.4.	Функциональные структуры САиУ в зависимости от способа включения ЭВМ в контур управления…….	21
3.4.1.	ЭВМ в режиме сбора и обработки данных…….	21
3.4.2.	ЭВМ в режиме советчика…….	22
3.4.3.	ЭВМ в режиме супервизорного управления…..	23
3.4.4.	ЭВМ в режиме непосредственного управления……..	24
4.	Общий подход к проектированию САиУ. Этапы проектирования…….	26
4.1.	Основные этапы исследования и проектирования САиУ…….	26
4.2.	Этапы проектирования САиУ и комплектность конструкторских документов……..	30
5.	Обобщенная функциональная схема электромеханической САиУ……	36
6.	Математические модели базовых элементов САиУ……...	38
6.1.	Математические модели силовых электромеханических модулей……	38
6.1.1.	Математические модели электродвигателей…..	39
6.1.2.	Математические модели силовых электромашинных преобразователей как объектов управления…….	47

6.1.3.	Математические модели силовых тиристорных преобразователей как объектов управления……..	50
6.2.	Математические модели датчиков координат САиУ, устройств преобразования и приема/передачи информации……..	56
6.3.	Математические модели регуляторов САиУ…	57
7.	Статические и динамические показатели САиУ..	70
7.1.	Системы стабилизации координат САиУ	70
7.2.	Системы программного управления…….	73
7.3.	Следящие системы и системы воспроизведения движений……	79
8	Синтез систем автоматизации и управления	82
8.1.	Типовые методы улучшения динамических показателей САиУ……..	82
8.1.1.	Форсирование управляющего воздействия	83
8.1.2.	Компенсация больших постоянных времени объекта управления……	84
8.2.	Синтез одноконтурных САР……	86
8.3.	Синтез многоконтурных САиУ……..	88
8.3.1.	Принцип подчиненного регулирования координат объекта управления……	89
8.3.2.	Типовая методика структурно-параметрического синтеза контуров регулирования САиУ……	91
8.4.	Синтез систем регулирования скорости…….	93
8.4.1.	Синтез системы регулирования скорости “Тиристорный преобразователь – двигатель постоянного тока”……..	94
8.4.2.	Синтез системы регулирования скорости “Генератор – двигатель постоянного тока”…….	104
8.4.3.	Синтез систем регулирования э.д.с. двигателя..	107
8.4.4.	Двухзонного регулирования скорости……	112
8.5.	Синтез систем регулирования положения ……..	116
8.5.1.	САР положения с линейным регулятором……..	118
8.5.2.	САР положения с параболическим регулятором	124
8.6.	Синтез следящих систем управления……..	125
8.6.1.	Добротность САиУ, инвариантность САиУ по отношению к задающим и возмущающим воздействиям……..	126

8.6.2. Типовые структуры следящих электроприводов. 133
Используемая аббревиатура……..… 139
Библиографический список…….. 140

Учебное издание

Марат Маханбетұлы Орынбет

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

Учебное пособие

Нач. РО ИИЦ *З. А. Губайдулина*
Редактор *Г.М. Дюсенбаева*
Компьютерная верстка *Д. Ш. Тажиева*

Подписано в печать 06.06.2016г.
Тираж 300 экз. Формат 60x84 1/16. Бумага типографская №1.
Уч.-изд.л. 9,1. Усл. п.л. 8,5. Заказ № 719. Цена договорная

Издание Казахского национального исследовательского технического университета имени К. И. Сатпаева
Учебно-издательский центр КазНИТУ.
г.Алматы, ул. Сатпаева, 22

ISBN 978-601-228-965-7

