ВЫСШЕЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

В. М. ТЕРЕХОВ, О. И. ОСИПОВ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Под редакцией В. М. ТЕРЕХОВА

2-е издание, стереотипное

Допущено
УМО по образованию в области энергетики и электротехники
в качестве учебника для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по специальности 140604 «Электропривод и автоматика
промышленных установок и технологических комплексов»
направления подготовки дипломированных специалистов
140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии»

Москва
ACADEM'A
2006

УДК 007(075.8)
ББК 31.291я73
Т35

Авторы:
В. М. Терехов (предисловие, главы 2, 3, 4, 7, 8); *О. И. Осипов* (глава 6)
(главы 1, 5 написаны совместно)

Рецензенты:
проф. кафедры «Автоматизированный электропривод» МЭИ *С. К. Козырев*;
зав. кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок»
Московского государственного открытого университета,
проф., д-р техн. наук *Г. Б. Онищенко*

Терехов В. М.

Т35 Системы управления электроприводов : учебник для студ. высш. учеб. заведений / В. М. Терехов, О. И. Осипов ; под ред. В. М. Терехова. — 2-е изд., стер. — М. : Издательский центр «Академия», 2006. — 304 с.

ISBN 5-7695-2911-3

Изложены принципы построения дискретных систем управления электроприводов на основе классической и фаззи-логики. Рассмотрены способы оптимального управления по динамическим и точностным показателям электроприводов постоянного и переменного тока. Даны методы синтеза регуляторов в типовых структурах непрерывных и цифровых систем управления. Приведены примеры систем адаптивного и фаззи-управления в электроприводе.

Для студентов высших учебных заведений.

УДК 007(075.8)
ББК 31.291я73

Оригинал-макет данного издания является собственностью Издательского центра «Академия», и его воспроизведение любым способом без согласия правообладателя запрещается

ISBN 5-7695-2911-3

© Терехов В. М., Осипов О. И., 2005
© Образовательно-издательский центр «Академия», 2005
© Оформление. Издательский центр «Академия», 2005

ПРЕДИСЛОВИЕ

Дисциплина «Системы управления электроприводов» (СУЭП) изучается студентами специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» и относится как к бакалаврской, так и к инженерной и магистрской программам обучения. Данный учебник отражает материал лекций, читаемых в МЭИ.

Часть I (главы 1—4) посвящена логическим системам управления в электроприводах, построенным на основе законов классической логики на дискретных элементах (реле, логических элементах и узлах, программируемых логических контроллерах), а также на основе нетрадиционной логики, или так называемой фаззи-логики (нечетной логики). В части 1 дается представление о верхнем (технологическом) уровне управления в электроприводах, рассматриваются задачи автоматизации работы электроприводов, способы построения узлов логических систем управления на дискретной элементной базе. Кратко изложены принципы фаззи-логики и вопросы использования фаззи-управления в электроприводе.

Часть II (главы 5—8) посвящена системам управления собственно электропривода, т.е. его нижнему уровню управления, формирующему требуемые свойства регулируемого электропривода. Для электроприводов постоянного и переменного тока рассматриваются типовые структуры непрерывных и цифровых систем управления, способы их оптимизации, методы синтеза регуляторов, анализируются статические, динамические и точностные показатели электроприводов с системами управления скоростью и положением, приводятся примеры выполнения систем управления электроприводов и их отдельных узлов. Кратко изложены некоторые способы управления из теории автоматического управления, характерные для такого объекта, как электропривод.

Системы управления, выполняющие задачи автоматизации и придающие необходимые свойства электроприводам, представляют собой составную часть автоматизированного электропривода, который является конечным объектом изучения в курсе СУЭП. Поэтому указанный курс можно рассматривать как продолжение дисциплин «Основы электропривода» и «Теория электропривода».

Для проверки усвоения материала данной дисциплины в конце каждой главы даны контрольные вопросы.

ЧАСТЬ I

ЛОГИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

В данной части в качестве вводного материала (глава 1) даются понятие и общая характеристика систем управления электроприводов. Последующее изложение (главы 2—4) относится к системам управления в основном верхнего уровня, построенным на логической основе, традиционной и нетрадиционной, с контактной и бесконтактной элементной базой. Рассматриваются способы описания, анализа и синтеза таких СУЭП, а также примеры их выполнения.

Глава 1

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

1.1. Понятие о системах управления электроприводов

Объектом изучения в данной книге являются системы управления электроприводов (СУЭП). Что же следует понимать под этим термином?

В теории автоматического управления (ТАУ) используется термин «система автоматического управления» (САУ), который объединяет две составные части системы: «управляющее устройство» и «объект управления». Данное понятие абстрагируется от физической природы САУ и представляет собой математическое описание — математическую модель некоторой подразумеваемой физической системы. В прикладных работах по автоматическому управлению вместо термина САУ используется понятие «динамическая система» как некоторая физическая система, объединяющая две части: систему управления — совокупность различных технических средств управления и объект управления — некоторую техническую систему (рис. 1.1). Обе части динамической системы могут иметь внешние воздействия (ВВ) — входные задающие и возмущающие воздействия. Используя данный подход, под термином «система управления электропривода» будем подразумевать комплекс технических средств, формирующих и осуще-

ствляющих воздействия на двигатель с целью управления движением рабочего органа (РО) производственной установки в соответствии с технологическими требованиями.

Таким образом, в отличие от ТАУ в понятии СУЭП конкретизируется объект управления, которым является двигатель (Д) совместно с механической передачей (МП) и рабочим органом. В составе СУЭП можно выделить слаботочную часть, формирующую алгоритм управления, и сильноточную часть, осуществляющую силовое управляющее воздействие на двигатель. По функциональному назначению управление в электроприводах разделяется на два уровня: верхний — технологический, являющийся внешним уровнем относительно электропривода, и нижний — внутренний относительно электропривода. На верхнем уровне система управления (СУЭП1) вырабатывает технологическое задание на движение рабочих органов отдельной технической установки (например, станка, крана, лифта) или целой технологической системы (например, системы водоснабжения, теплоснабжения, электроснабжения).

В задачу СУЭП1 не входит формирование свойств собственно электропривода, его статических, динамических, точностных характеристик. Данная задача возлагается на систему управления нижнего уровня (СУЭП2), которая является неотъемлемой частью понятия «электропривод» (рис. 1.2). Помимо СУЭП2, это понятие включает в себя двигатель (Д), механическую передачу (МП) и рабочий орган (РО). Таким образом, рабочий орган, движущийся совместно с двигателем, но физически принадлежащий производственной установке (рабочей машине), рассматривается как составная часть понятия «электропривод». Это сделано по тем соображениям, что СУЭП2, Д, МП, РО, имеющие друг с другом внешние и внутренние обратные связи, образуют совместно единую динамическую электромеханическую систему. В этой системе входом является задающий сигнал на СУЭП2, выходом — движение РО. Только при совместном рассмотрении составных частей данной системы можно определить все статические и динамические показатели и оценить качество электропривода. В данном определении электропривод является объек-

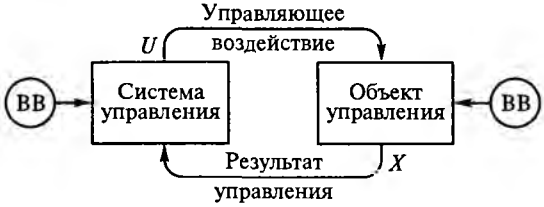


Рис. 1.1. Общий вид контура управления

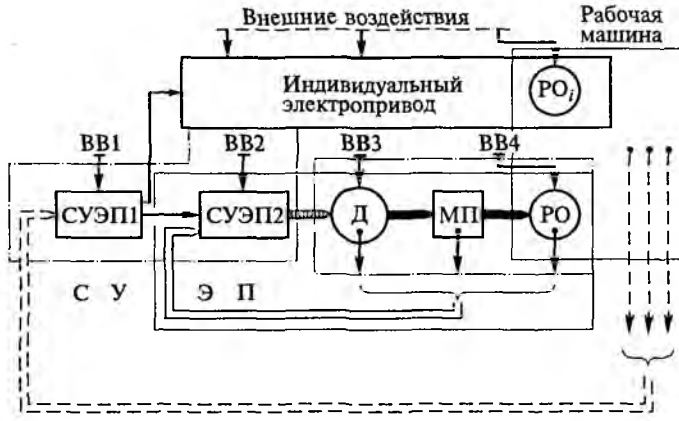


Рис. 1.2. Электропривод с системами управления верхнего (СУЭП1) и нижнего (СУЭП2) уровней:

▬▶ — поток механической энергии; ▭▶ — поток электрической энергии

том как изучения, так и проектирования. В терминологии заводов-изготовителей электропривод как изделие именуется комплектным электроприводом, в состав которого входят СУЭП2 и двигатель, а иногда и редуктор.

Если двигатель приводит в движение только один РО, то электропривод называют индивидуальным электроприводом данной установки. Объектом управления для СУЭП1 может быть как один электропривод, так и совокупность всех индивидуальных электроприводов производственной установки. На рис. 1.2 сплошной и штриховой широкими светлыми стрелками изображены сигналы обратных связей по координатам электропривода и установки, а вертикальными тонкими стрелками ВВ1—ВВ4 обозначены возможные внешние возмущающие воздействия (моменты нагрузки, флуктуации напряжений питания и т.п.).

В чем конкретно состоят задачи, возлагаемые на СУЭП1 и СУЭП2, рассмотрим на примере электропривода лифта. Система СУЭП1 выполняет задачу автоматизации работы лифта: вырабатывает команды автоматического выбора направления движения кабины, начала движения, торможения и остановки, определения этажей для остановок. Система СУЭП2 формирует плавные динамические процессы разгона и торможения двигателя, обеспечивает необходимые для точной остановки диапазон регулирования скорости и жесткость механических характеристик двигателя. Различаясь функционально, СУЭП1 и СУЭП2 конструктивно могут быть выполнены из разных блоков, но могут и объединяться в общей панели управления или в едином универ-

сальном управляющем устройстве — программируемом контроллере.

1.2. Классификация систем управления электроприводов

Для систем управления электроприводов сохраняется известная из ТАУ общая классификация автоматизированных систем по различным признакам. Так, автоматизированные системы подразделяются на два типа:

незамкнутые — без учета результата управляющего воздействия на объект управления;

замкнутые — с учетом через обратные связи результата воздействия на объект управления.

Для замкнутых систем основным принципом управления является *принцип обратной связи*, означающий *управление по отклонению* результата от задания. Дополнением к этому принципу является *комбинированное управление*, когда, кроме отклонения от задания, вводится в управление возмущающее воздействие или дополнительно производные величины задания [3].

К задачам, возлагаемым на системы управления, в общем случае относят:

стабилизацию некоторой координаты объекта управления;

программное управление по заранее известному закону;

слежение за некоторой измеряемой величиной, закон изменения которой заранее неизвестен;

самонастройку (*адаптацию*) системы управления на оптимум какого-либо показателя объекта управления [15].

Дополнительными признаками классификации СУЭП являются:

уровень управления: верхний (технологический); нижний (формирующий свойства электропривода);

тип алгоритма управления: линейный; нелинейный; аналитический; логический на основе жесткой (классической) логики; логический на основе нежесткой фаззи-логики;

способы управления: модальное управление; каскадное (подчиненное) управление; частотное скалярное управление; частотное векторное управление;

технологическая координата электропривода: скорость рабочего органа; положение рабочего органа;

тип двигателя: двигатель постоянного тока; вентильный; индукторный; вентильно-индукторный; асинхронный; синхронный;

элементная база СУЭП: аналоговая; цифровая; релейно-контакторная; логическая бесконтактная (логические элементы, контроллеры).

1.3. Показатели качества управления электроприводов

Общее назначение СУЭП — сформировать и осуществить совокупность управляющих воздействий на двигатель, обеспечивающих необходимое по технологическим и технико-экономическим требованиям движение рабочего органа производственной установки. При этом качество выполнения возложенных на систему управления задач оценивается различными технико-экономическими показателями качества (ПК). Выделим две группы качеств. К первой группе отнесем качества собственно системы управления (надежность, масса и габариты, стоимость, изменяемость алгоритма управления и т.п.), ко второй — качества, характеризующие результат воздействия системы управления на объект управления, т.е. свойства электропривода в целом (степень автоматизации движения электропривода, жесткость механических характеристик, диапазон регулирования скорости, точность регулирования координат электропривода, их перерегулирование, быстродействие, плавность движения и т.п.).

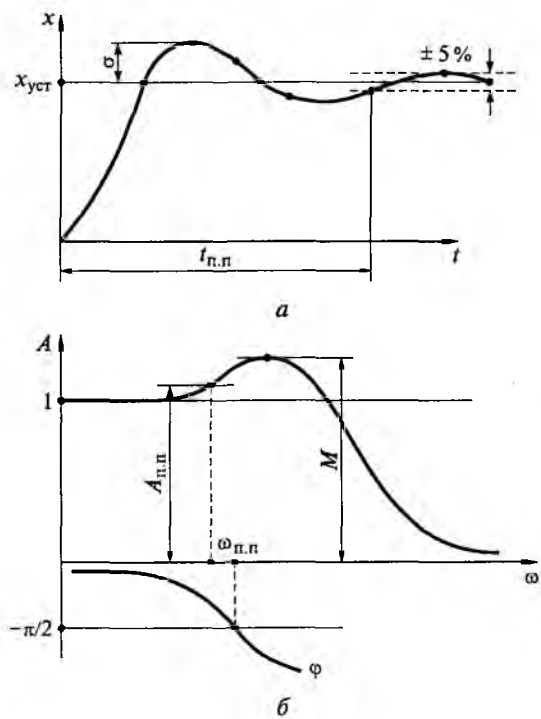


Рис. 1.3. Показатели плавности движения и быстродействия электропривода во временно́й (*а*) и частотной (*б*) областях

При использовании метода инженерного проектирования СУЭП, когда отыскивается лучший вариант в пространстве нескольких ПК, их количественную оценку выбирают такой, при которой качество тем лучше, чем численно меньше его показатель. Например, надежность оценивается интенсивностью отказов λ (чем меньше λ, тем лучше СУЭП по надежности).

Для определения ряда ПК, характеризующих статические и динамические свойства электропривода, используются тестовые режимы. Так, быстродействие во временно́й области характеризуется временем переходного процесса, которое определяется как время вхождения в пятипроцентную зону отклонения управляемой координаты x от ее установившегося значения $x_{уст}$ по режиму отработки скачка входного сигнала, т.е. по переходной функции (рис. 1.3, *а*). В частотной области быстродействие характеризуется полосой пропускания $\omega_{п.п}$, в пределах которой амплитуда логарифмической частотной характеристики электропривода изменяется не более чем на 6 дБ, а фаза φ уменьшается не более чем на $\pi/2$ (рис. 1.3, *б*). Плавность движения во временно́й области

Таблица 1.1

Качества СУЭП и их показатели

Качество	Показатели качества
Масса	Значение массы
Габариты	Значения площади, объема
Надежность	Интенсивность отказов λ
Быстродействие аппаратуры управления	Время срабатывания $t_{ср}$
Быстродействие электропривода	Время переходного процесса $t_{п.п}$; обратная величина частотной полосы пропускания $1/\omega_{п.п}$
Жесткость механической характеристики электропривода	Статизм регулирования скорости $\delta = \Delta\omega_{ном}/\omega_0 = M_{ном}/(\omega_0\beta)$, где $\beta = M_{ном}/\Delta\omega_{ном}$ (индексы «ном» и «0» обозначают значения величин в режимах соответственно номинальном и холостого хода)
Плавность движения	Перерегулирование $\sigma = \Delta x/x_{уст}$; показатель колебательности $M = A_{max}$
Точность регулирования координаты электропривода	Ошибка (рассогласование) $\Delta x = x_{зад} - x_{уст}$

определяется перерегулированием по переходной функции (см. рис. 1.3, *а*), а в частотной области — по показателю колебательности $M = A_{max}$ (см. рис. 1.3, *б*). Некоторые качества, характеризующие СУЭП, и их показатели приведены в табл. 1.1.

Контрольные вопросы

1. Чем различаются термины ТАУ «система управления» и «система автоматического управления»?
2. Какие задачи возлагаются на верхний уровень СУЭП?
3. Назовите задачи нижнего уровня СУЭП.
4. Предложите показатель для качества электропривода «регулируемость по скорости» (вверх или вниз от номинальной).
5. Почему для оценки быстродействия электропривода рекомендуется показатель качества $1/\omega_{п.п}$, а не $\omega_{п.п}$?
6. Почему для оценки жесткости механической характеристики электропривода рекомендуется показатель качества δ, а не β?

Глава 2

РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ

2.1. Понятие о релейно-контакторных системах управления и их функциональном составе

Под термином «релейно-контакторные системы управления» (РКСУ) понимаются логические системы управления, построенные на релейно-контакторной элементной базе и осуществляющие автоматизацию работы двигателей. В задачу РКСУ входит автоматизация следующих операций:

включение и отключение двигателя;

выбор направления и скорости вращения;

пуск и торможение двигателя;

создание временных пауз в движении;

защитное отключение двигателя и остановка механизма.

Данные операции требуются для выполнения необходимого по технологическим условиям движения рабочего органа механизма.

Непосредственным объектом управления для РКСУ является двигатель, питаемый от сети. Электропривод, выполненный на такой основе, представляет собой простой нерегулируемый электропривод, в основном общепромышленного применения (например, электропривод кранов, тихоходных лифтов, конвейеров, компрессоров, вентиляторов, насосов, некоторых транспортных устройств и т. п.). При этом применяются двигатели асинхронные, синхронные, постоянного тока с последовательным и смешанным возбуждением. Двигатели с независимым возбуждением и другого типа (шаговые, вентильные, вентильно-индукторные) используются практически только в регулируемых электроприводах с питанием от управляемых преобразователей.

Некоторые технические характеристики релейно-контакторной аппаратуры:

Быстродействие:

время срабатывания $t_{ср}$, с ..... 0,005 ... 0,1

число включений в час N ..... 600 ... 1200 для контакторов;
1200 ... 3600 для реле;
40000 для герконов

Масса m, кг ..... 0,03 ... 5

Потребляемая мощность $S_п$, В · А ..... 5 ... 50 для контакторов;
0,2 ... 5 для реле

Срок службы — общее число включений ..... 10^6 ... 10^7

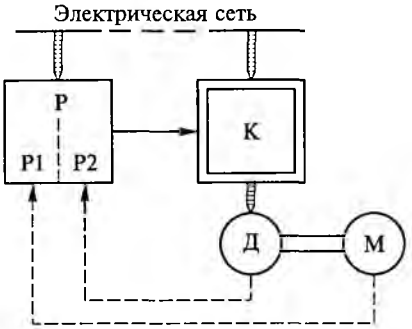


Рис. 2.1. Управляющая и исполнительная части РКСУ

К достоинствам РКСУ следует отнести: наличие гальванической развязки цепей; значительную коммутационную мощность; высокую помехоустойчивость; возможность использования единого источника питания для силовых и управляющих цепей.

Недостатками РКСУ являются: контактная коммутация, требующая соответствующего ухода за аппаратурой и ограничивающая срок ее службы; ограниченное быстродействие; повышенные массогабаритные показатели и энергопотребление.

В составе РКСУ можно выделить по функциональному назначению две части: управляющую, формирующую алгоритм управления (реле — Р), и исполнительную, непосредственно осуществляющую управляющие воздействия на двигатель (контакторы — К) (рис. 2.1).

Управляющую часть можно подразделить на две составляющие: Р1 — формирующую общие команды на движение механизма (М) согласно технологическому режиму его работы (верхний уровень управления), и Р2 — формирующую необходимое качество движения (нижний уровень управления). Функционально разделенные части Р1 и Р2 конструктивно могут быть как разделены, так и объединены в виде единого управляющего устройства, например, единой панели управления.

Через двигатели (Д) РКСУ управляют движением рабочего органа (РО) производственной установки с определенным технологическим назначением. В разных установках РКСУ выполняют различные технологические задачи — перемещение грузов, подачу воды, воздуха, смазки, повороты регулирующих вентилей и задвижек и т. п.

Однако для выполнения разных технологических задач требуется набор некоторых одинаковых операций. К ним относятся указанные в начале подразд. 2.1 операции, которые можно назвать типовыми функциями. В выполнении одной такой функции участвует не вся РКСУ, а только ее часть — типовой узел. Таким образом, в составе РКСУ всегда будут присутствовать те или иные типовые узлы.

Кроме них для решения конкретной технологической задачи требуются дополнительные, нетиповые, узлы, например, узел, формирующий программу технологического цикла работы установки, узел защиты рабочего органа от пробуксовки приводного шкива, превышения скорости и т. п.

2.2. Электрические схемы и способы анализа РКСУ

Последовательность работы узлов в составе РКСУ зависит от их электрических соединений, отражаемых в электрических схемах. Электрическая схема РКСУ является графической формой изображения РКСУ. На рис. 2.2 приведена общая функциональная схема РКСУ. На ней изображен функциональный состав РКСУ в виде узлов и отмечена их взаимосвязь.

Наиболее полную информацию о системе управления дает так называемая принципиальная схема. В ней приводятся все элементы системы управления, изображенные и обозначенные в соответствии со стандартом, отображены все электрические соединения элементов. Допускается изображение какого-либо узла без раскрытия его внутреннего содержания, т.е. с показом только его электрических входов и выходов для соединения с другими узлами и источниками питания. При этом указываются наименование типового узла и источник информации о нем. Если узел не стандартный, то его схема должна быть дополнительно приведена как приложение к принципиальной схеме. Пример принципиальной схемы приведен на рис. 2.3. Контакты одного и того же аппарата разнесены в принципиальной схеме по разным цепям, которые этими контактами коммутируются. Схема не дает пространственного расположения аппаратуры, по ней затруднительно выполнить монтаж электрических соединений аппаратов. Поэтому дополнительно к принципиальной схеме в проектной документации дается схема электрических соединений с изображением аппаратов в собранном виде и соединяющих их электропроводов. Фрагмент схемы электрических соединений показан на рис. 2.4.

Оценить работоспособность и качество разработанной РКСУ можно на основе ее анализа, т.е. на основе той или иной формы ее описания. Исходным материалом для анализа являются технологическое назначение РКСУ, указанные выше схемы и приложенная к ним спецификация аппаратуры. Анализ может быть общим и детальным.

В общем анализе дается характеристика РКСУ в целом: указываются назначение системы, тип элементной базы, выделяются основные узлы и отмечаются

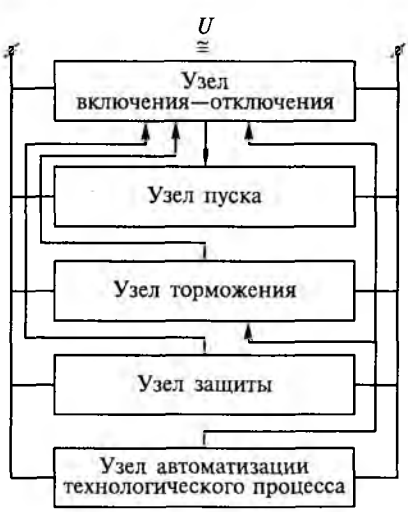


Рис. 2.2. Общая функциональная схема РКСУ

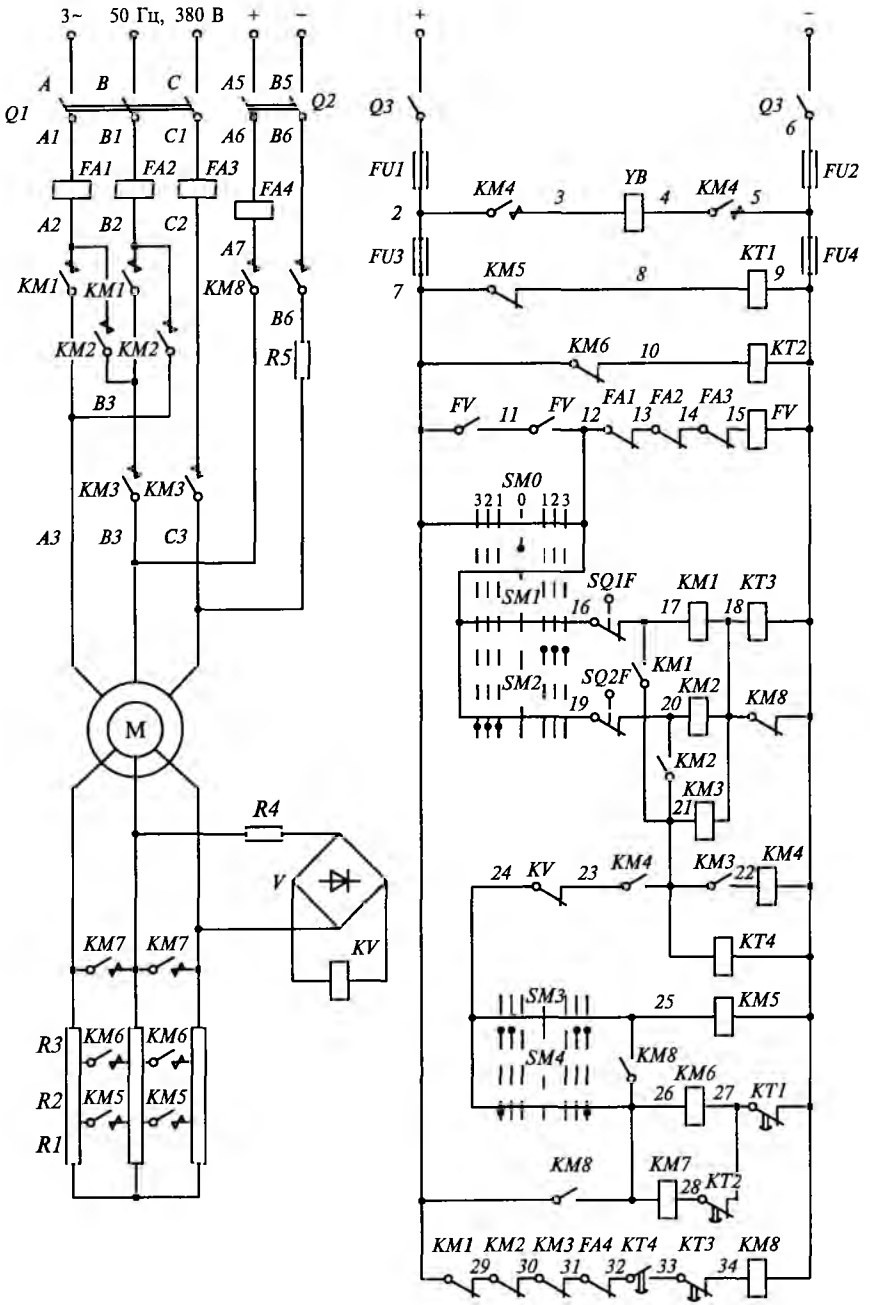


Рис. 2.3. Принципиальная схема РКСУ асинхронным двигателем с фазным ротором

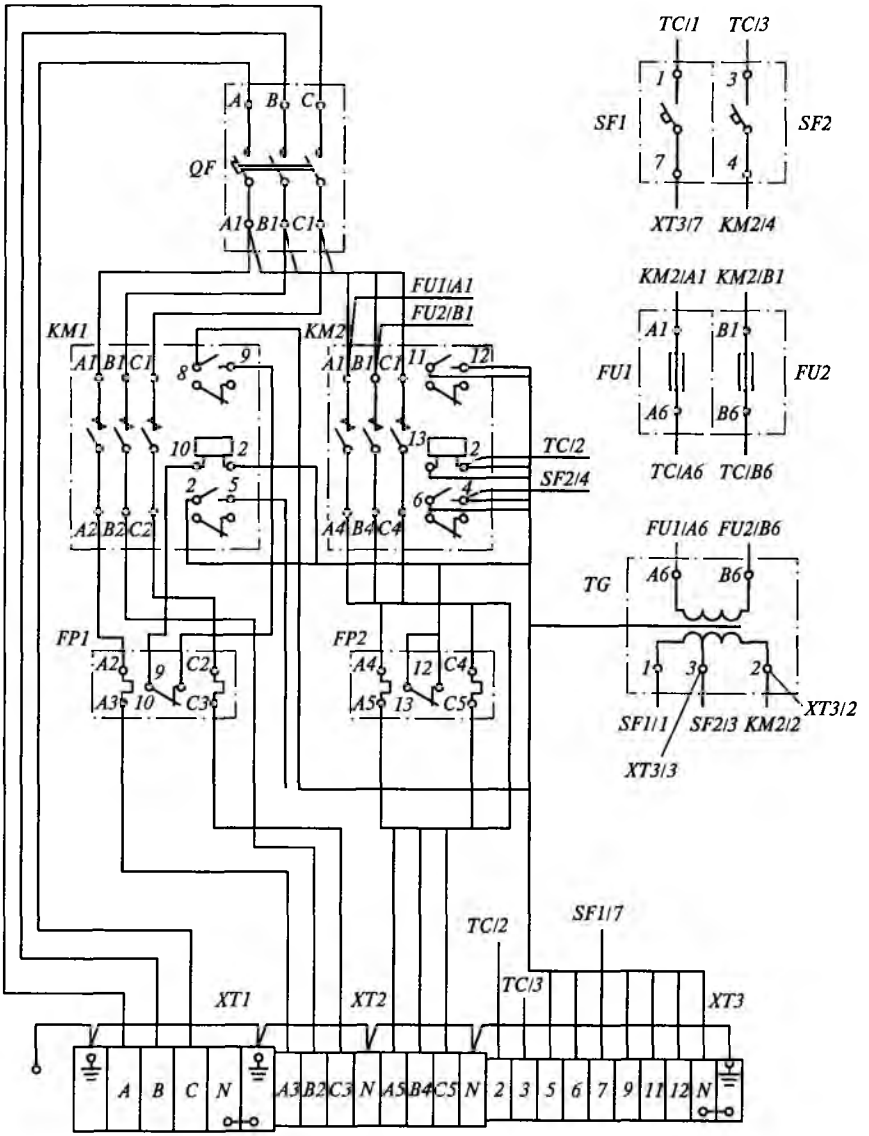


Рис. 2.4. Схема электрических соединений панели РКСУ

принципы, на которых они построены. Способ описания — словесный.

В детальном анализе дается подробное описание функционирования всей РКСУ или ее отдельных узлов. По существу в данном анализе описывается алгоритм логической системы управления, построенной на релейно-контакторной элементной базе.

Алгоритм может быть представлен как словесно, так и формализованно — символическим, аналитическим и графическим способами. Например, словесное описание функционирования узла торможения противовключением в РКСУ асинхронным двигателем (см. рис. 2.3) выглядит так:

«Переключением командоконтроллера из третьей позиции *SM1* движения «вперед» в третью позицию *SM2* движения «назад» отключаются контакторы статорной цепи *KM1*, *KM3*, *KM4* и контакторы роторной цепи *KM5*, *KM6*, *KM7*. Затем включаются контакторы *KM2*, *KM3*, *KM4* и реле напряжения *KV*, которое своим размыкающим контактом блокирует от включения цепи контакторов *KM5*, *KM6*, *KM7*. Происходит торможение противовключением (ТП) с полным сопротивлением в роторной цепи. При скорости, близкой к нулю, отключается реле *KV*, включающее контактор *KM5*, который шунтирует тормозной резистор *R1*, после этого начинается пуск в направлении «назад»».

Для символического описания РКСУ предварительно вводятся символы, обозначающие соответствующие воздействия в аппаратуре. Например, если обозначить горизонтальной стрелкой → воздействие одного аппарата на другой, изменяющее состояние системы, а вертикальными стрелками ↑ и ↓ соответственно включение и отключение аппаратов, то описание данного узла будет более компактным:

$$SM1\downarrow \rightarrow SM2\uparrow \rightarrow KM2\uparrow \rightarrow KV\uparrow \rightarrow (\text{ТП}) \rightarrow KV\downarrow \rightarrow KM5\uparrow \rightarrow \text{Пуск}.$$
$$\quad \rightarrow (KM1, KM3 - KM7)\downarrow \quad \rightarrow (KM3,\ KM4)\uparrow$$

Как следует из этой записи, начальным сигналом на торможение противовключением (ТП) служат отключение *SM1* и включение *SM2*, а окончанием процесса ТП по принципу скорости является шунтирование тормозного резистора контактором *KM5*, после чего начинается процесс запуска.

Наиболее строгой и компактной формализацией описания РКСУ является аналитический способ, выраженный в структурных формулах булевой алгебры логики с использованием операций конъюнкции, дизъюнкции, инверсии (отрицания). Обозначив логические входные независимые переменные через x, внутренние зависимые переменные через q, а выходные переменные (функции) через y, получим для рассматриваемого узла торможения следующие структурные формулы:

$$y_{KM1} = q_{FV} x_{SM1} \bar{x}_{SO1F} \bar{y}_{KM8};\ \ y_{KM2} = q_{FV} x_{SM2} x_{SO2F} \bar{y}_{KM8};$$
$$y_{KM3} = y_{KM1} + y_{KM2};\ \ y_{KM} = y_{KM3};\ \ y_{KM5} = y_{KM4} \bar{x}_{KV} x_{SM3};$$
$$q_{KT1} = \bar{y}_{KM5};\ \ y_{KM6} = y_{KM4} \bar{x}_{KV} x_{SM4} \bar{x}_{KT1}.$$

Здесь функции y_{KM1}, y_{KM2}, y_{KM5}, y_{KM6} определяются как результат логического умножения (операции И), функция y_{KM3} — как

результат логического сложения (операции ИЛИ), а черта над переменной означает логическое отрицание (операцию НЕ).

Приведенные структурные формулы не отражают временной последовательности работы данного узла и не являются наглядным способом анализа РКСУ. Они дают в аналитической форме описание электрических соединений элементов РКСУ: последовательного (операция И), параллельного (операция ИЛИ), инверсного, т.е. соединения при отключенном аппарате (операция НЕ). Этот способ описания логических систем используется главным образом при синтезе РКСУ, при котором формируется аналитический алгоритм управления.

Для детального анализа РКСУ более наглядным оказывается графический способ описания в форме графа или циклограммы. Применительно к электроприводу технологической задачей РКСУ является автоматизация некоторого циклического во времени (длительного или кратковременного) движения рабочего органа. Графический способ описания функционирования РКСУ в форме циклограммы оказывается наиболее простым и наглядным.

Циклограмма представляет собой графическое изображение последовательности состояний РКСУ на цикловом интервале времени ее функционирования. Циклограмма состоит из следующих элементов:

такт — интервал времени, на котором состояние системы управления сохраняется. Устойчивый такт может продолжаться сколь угодно долго, а неустойчивый такт — это кратковременный интервал перехода системы управления из одного состояния в другое;

период включения — интервал времени включенного состояния аппарата (логическая единица его переменной), изображаемый горизонтальной прямой в строке;

период отключения — интервал времени отключенного состояния аппарата (логический ноль его переменной), изображаемый отсутствием горизонтальной прямой в строке;

воздействие одного аппарата на другой — причина изменения состояния аппарата, изображается тонкой вертикальной прямой, направленной от начала или конца периода включения одной переменной к началу включающего или отключающего такта другой переменной.

Все такты и периоды включения и отключения изображаются на циклограмме без соблюдения количественного масштаба времени. Логическим масштабом времени можно считать такт. Тогда продолжительность периодов включения, отключения и всего цикла определяется числом тактов.

Для примера рассмотрим, как строится циклограмма узла торможения противовключением в РКСУ (см. рис. 2.3). За начальное исходное состояние системы принимается вращение двигателя в

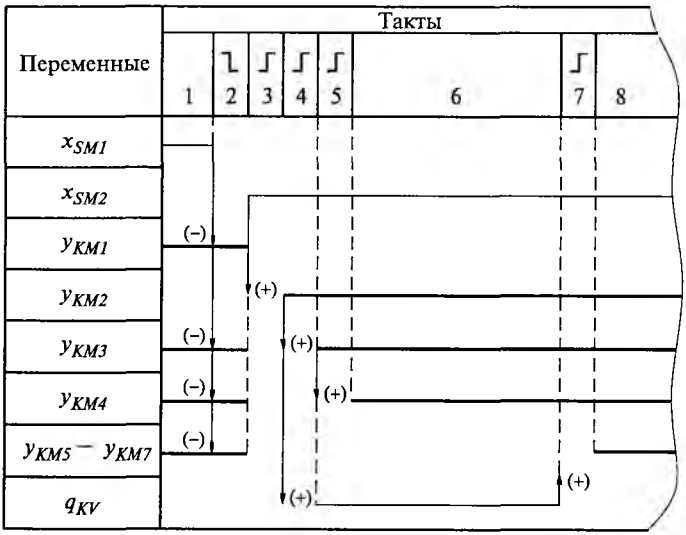


Рис. 2.5. Циклограмма узла торможения противовключением

направлении «вперед» с полной скоростью (правая третья позиция *SM1*), за окончание циклограммы — начало пуска в направлении «назад». В данном узле за входные независимые переменные принимаются сигналы командоконтроллера x_{SM1}, x_{SM2}, за выходные переменные — функции $y_{KM1} - y_{KM7}$ — токи контакторов *KM1*—*KM7*, а за внутреннюю переменную q_{KV} — ток реле напряжения ротора *KV*. Для каждой переменной выделяется горизонтальная строка состояния аппарата. С учетом принятых условий и схемы узла циклограмма будет иметь вид, показанный на рис. 2.5. В ней семь тактов, из которых такты 2—5 и 7 неустойчивые. Знаком ⌝ отмечен отключающий такт (такт 2), знаком ⌜ — включающие такты (3—5, 7). Нетрудно убедиться, что построенная циклограмма согласуется с приведенными выше словесным и символическим описаниями.

2.3. Принципы управления и типовые узлы в РКСУ

Типовые операции, выполняемые соответствующими узлами РКСУ, представляют собой логические функции входных переменных. Так, если переключения пусковых резисторов происходят в зависимости от тока двигателя, то операция пуска есть функция тока, что означает управление пуском *по принципу тока*. Аналогично можно сказать, что динамическое торможение осуществляется *по принципу скорости*, если тормозные резисторы переключаются в зависимости от скорости двигателя. При этом в

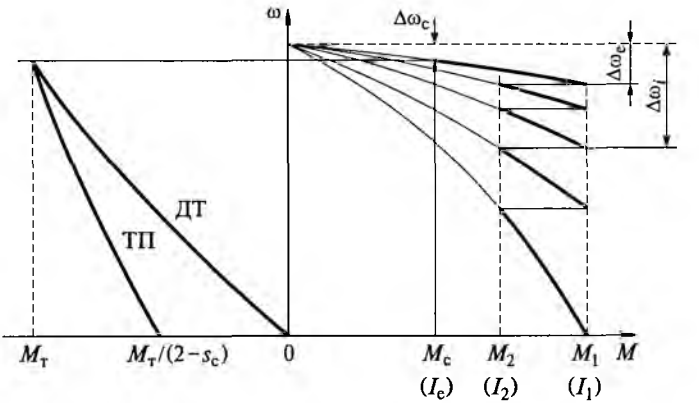


Рис. 2.6. Пусковые и тормозные механические характеристики двигателя: ТП — торможение противовключением; ДТ — динамическое торможение

РКСУ используются такие переменные, как время, ток, напряжение, скорость двигателя, перемещение рабочего органа, которые воспроизводятся соответствующими реле.

Оценить особенности различных принципов управления и определить необходимые уставки реле можно с помощью пусковых и тормозных механических характеристик двигателя, представляющих собой зависимости угловой скорости ω от момента M или тока I (рис. 2.6).

Для линеаризованных участков пусковой диаграммы справедливы соотношения:

$$\Delta\omega_i = M_1/\beta_{i+1} = M_2/\beta_i;$$
$$\beta_{i+1}/\beta_i = M_1/M_2 = R_i/R_{i+1} = \text{const}, \qquad (2.1)$$

где β_i, β_{i+1} и R_i, R_{i+1} — значения жесткости механических характеристик и пусковых сопротивлений соответственно для i-й и $(i+1)$-й пусковых ступеней.

Если задано число пусковых ступеней m, то

$$\beta_{m+1}/\beta_1 = (M_1/M_2)^m = 1/s_e,$$
$$M_2 = M_1\sqrt[m]{s_e}, \qquad (2.2)$$

где s_e — скольжение, соответствующее значению M_1 на естественной механической характеристике.

Если заданы значения M_1 и M_2, то из выражения (2.2) можно определить число пусковых ступеней:

$$m = \frac{\lg(1/s_e)}{\lg(M_1/M_2)} \begin{pmatrix} \text{полученный результат округляется} \\ \text{до большего целого значения} \end{pmatrix}. \qquad (2.3)$$

Дополнительным условием к (2.2) и (2.3) служат неравенства:

$$M_1 \le M_{\text{доп}} \text{ и } M_2 > M_c,$$

где $M_{\text{доп}}$ — допустимый момент; M_c — момент сопротивления на валу двигателя.

Значениям M_1 и M_2 соответствуют определенные значения токов I_1 и I_2 цепей якоря, ротора, статора, которые могут быть найдены из электромеханических характеристик двигателя.

Продолжительность работы двигателя на пусковой и тормозной характеристиках определяется выражением, полученным интегрированием уравнения движения:

$$\Delta t_i = T_{\text{м}i} \ln \frac{M_{\text{нач}} - M_c}{M_{\text{кон}} - M_c}. \qquad (2.4)$$

Здесь $T_{\text{м}i}$ — механическая постоянная времени i-й пусковой или тормозной ступени, с ($T_{\text{м}i} = J\beta_i$, где J — момент инерции); $M_{\text{нач}}$, $M_{\text{кон}}$ — соответственно начальный и конечный моменты (для пуска $M_{\text{нач}} = M_1$ и $M_{\text{кон}} = M_2$; для торможения $M_{\text{нач}} = -M_1$ и $M_{\text{кон}} \le 0$; для торможения противовключением в одну ступень $M_{\text{кон}} = \dfrac{-M_1}{2 - s_c}$, где s_c — скольжение ротора двигателя при $M = M_c$; для динамического торможения в одну ступень $M_{\text{кон}} = 0$).

За время пуска принимается время достижения двигателем скорости на естественной характеристике при $M = M_2$:

$$t_n = \left(\sum_{i=1}^{n+1} T_{\text{м}i} \right) \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \qquad (2.5)$$

Зная значения Δt_i, I_1, I_2, ω_i, можно определить уставки реле времени, тока, скорости.

Пример выполнения узла пуска в три ступени, реализующего принцип времени, приведен на рис. 2.7. Пусковые резисторы *R1*, *R2*, *R3* якорной цепи двигателя постоянного тока или роторной цепи асинхронного двигателя коммутируются контакторами *KM3-1*, *KM3-2*, *KM3-3*. Электромагнитные реле постоянного тока *KT1*, *KT2*, *KT3* создают рассчитанные согласно (2.4) выдержки времени для переключения пусковых резисторов. Так как время пуска t_n [см. выражение (2.5)], определяемое установленными выдержками реле времени, неизменно, то среднее ускорение пуска также сохраняется неизменным для разных значений момента нагрузки и момента инерции электропривода. Это может расцениваться как определенное достоинство для некоторых транспортных установок (лифтов, канатных дорог), для которых требуется ограничение ускорения и поддержание его постоянным.

Однако при превышении величинами M_c и J расчетных максимальных значений момент двигателя на второй и последующих

ступенях превысит значение M_1, что недопустимо при условии $M_1 = M_{доп}$.

Узел торможения противовключением из условий простоты реализации, т.е. минимального числа аппаратуры, чаще выполняется одноступенчатым с одним реле и одним контактором (рис. 2.8). При торможении по принципу времени в одну ступень постоянство среднего ускорения нарушается при изменении значений M_c и J.

При управлении пуском и торможением по принципу тока используются реле тока с настройкой значения токов втягивания ($I_{вт}$) и отпускания ($I_{отп}$) по условиям:

$I_{вт} < I_1$; $I_{отп} = I_2$ — для пуска;

$I_{вт} < I_{нач}$; $I_{отп} = I_{кон}$ — для торможения.

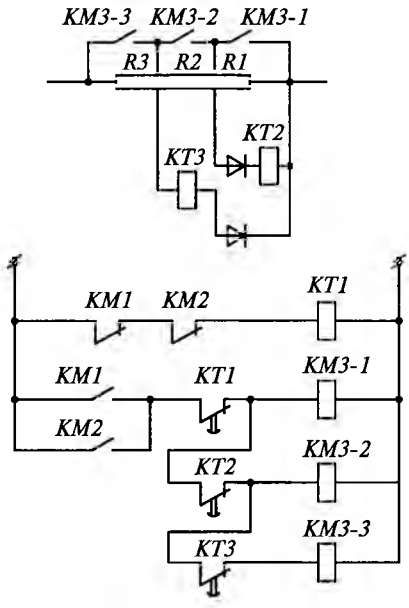


Рис. 2.7. Схема узла пуска по принципу времени

Неизменная настройка токовых реле сохраняет неизменными пусковую диаграмму и перегрузочную способность двигателя при изменении M_c и J. Однако, если $M_c > M_2$, то двигатель не выйдет на естественную характеристику и останется работать на первой реостатной характеристике.

Пример выполнения узлов пуска и торможения противовключением по принципу тока приведен на рис. 2.9. В силовую цепь двигателя включены токовые реле пуска *КА1* и торможения *КА4*. При включении контактора *КМ1* или *КМ2* в первую очередь вступает в работу узел торможения включением контактора *КМ4*, шунтирующего тормозной резистор *R1* и реле *КА4*. Замыкание контакта *КМ4* в цепи пусковых контакторов дает разрешение на работу узла пуска. Промежуточные реле *К0* и *К1* исключают подачу напряжения на катушки контакторов *КМ4* и *КМ3-2* до момента полного отпускания реле *КА4* и *КА1*.

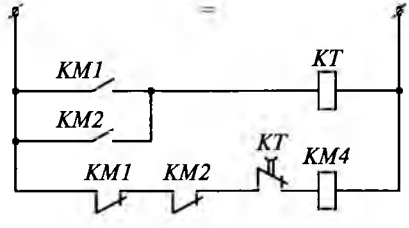


Рис. 2.8. Схема узла торможения противовключением по принципу времени

Управление пуском и торможением по принципу скорости аналогично управлению по принципу тока при условии однознач-

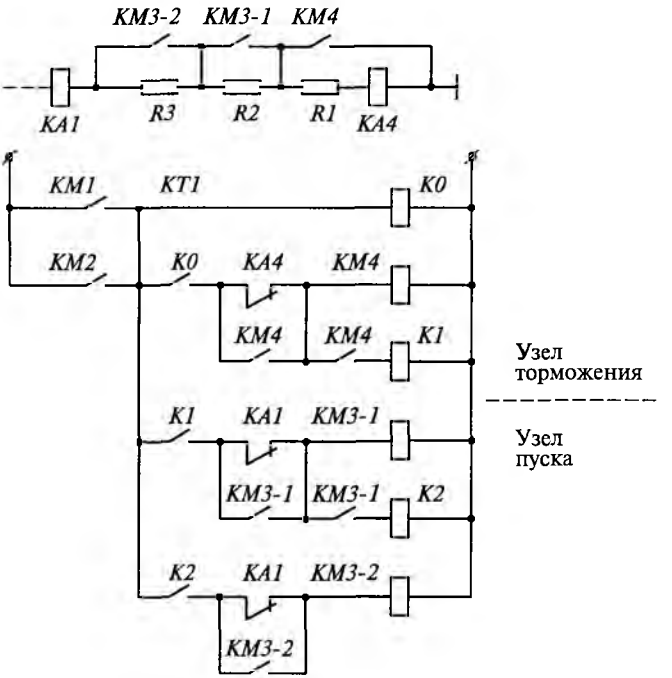


Рис. 2.9. Схема узлов пуска и торможения по принципу тока

ной взаимосвязи тока и скорости. Данное условие выполняется при пренебрежительно малых электромагнитных постоянных времени в режимах пуска и торможения. При пуске по принципу скорости с повышенным напряжением в зоне высоких скоростей могут возникнуть броски тока, существенно превышающие допустимые значения. Поэтому данный принцип управления для пуска практически не используется.

Важнейшей типовой функцией, возлагаемой на РКСУ, является защита электрической и механической частей электропривода от аварийных режимов. Задача узла защиты — отключить двигатель от источника питания и остановить рабочий орган производственной машины. Аварийными режимами в электрических цепях двигателя могут быть: короткие замыкания, кратковременные и длительные перегрузки по току двигателя, перебои в электроснабжении, недопустимое снижение напряжения сети. Аварийная пауза в электроснабжении может привести после возобновления электроснабжения к самозапуску двигателя и не контролируемому оператором движению рабочего органа. Для исключения самозапуска используется так называемая нулевая защита (нулевая блокировка), осуществляемая с помощью кнопки управления с самовозвратом или командоконтроллера с нулевым замыкающим

контактом. При недопустимом уровне снижения напряжения для номинально загруженных асинхронных и синхронных двигателей возникают токовые перегрузки. Кроме того, из-за разных коэффициентов возврата аппаратов управления нарушается правильная работа РКСУ. Защита от недопустимого уровня снижения напряжения выполняется с помощью реле напряжения с высоким коэффициентом возврата.

Аварийными режимами для механической части электропривода могут быть: превышение допустимого момента в механической передаче (заклинивание механизма); расцепление рабочего органа (РО) с валом двигателя; превышение допустимой скорости двигателя или РО; выход РО за пределы зоны допустимых перемещений. Наиболее опасным является расцепление РО с валом двигателя в пассажирских подъемно-транспортных установках с активным моментом нагрузки (лифты, канатные дороги, эскалаторы), когда возможен наезд с большой скоростью РО на жесткую преграду. Защита от такого аварийного режима выполняется установкой тормозной системы непосредственно на РО.

Перечень типовых аварийных режимов и соответствующих средств защиты от них приведен в табл. 2.1. Кроме перечисленных защит общего назначения, имеются защитные средства, учиты-

Таблица 2.1

Аварийные режимы и средства защиты от них

Аварийный режим	Защитные средства
Электрическая часть	
Короткие замыкания; перегрузка силовых цепей по нагреву	Быстродействующие автоматы; плавкие предохранители; реле максимального тока; тепловое реле
Перебои в электроснабжении; недопустимое снижение напряжения в сети	Нулевая блокировка; реле минимального напряжения; реле минимального тока
Механическая часть	
Перегрузка механизма по моменту (заклинивание)	Муфта предельного момента; предохранительная шпонка
Расцепление рабочего органа с валом двигателя	Двойная тормозная система
Превышение допустимой скорости рабочего органа	Реле максимальной скорости
Выход рабочего органа за пределы зоны допустимых перемещений	Защитные путевые выключатели

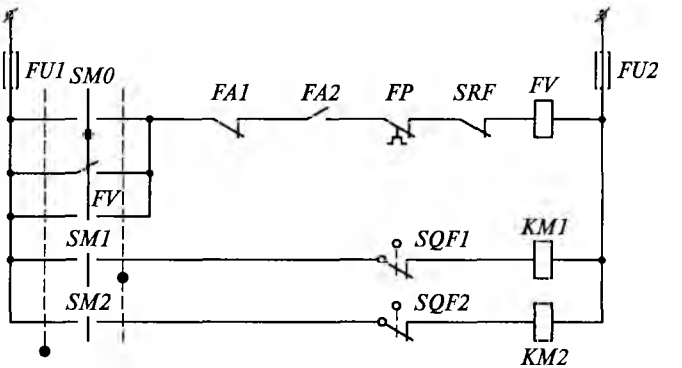


Рис. 2.10. Схема узла защиты

вающие специфику производственных установок и их технологические режимы. К таким средствам относятся, например, различные защитные блокировки в лифтах, защитные устройства от отсутствия подачи смазки и охлаждающей жидкости в металлорежущих станках, от пробуксовки шкивов и барабанов в подъемно-транспортных установках.

Пример выполнения типового узла защиты изображен на рис. 2.10. Узел реализует следующие защиты: максимально-токовую (*FA1*); минимально-токовую (*FA2*); тепловую (*FP*); от превышения допустимой скорости (*SRF*); от недопустимого снижения напряжения и нулевую блокировку(*FV*); от выхода РО из допустимой зоны перемещений (*SQF1*, *SQF2*); от коротких замыканий в цепи управления.

2.4. Примеры выполнения РКСУ

Проанализируем две РКСУ асинхронным и синхронным двигателями, питаемыми непосредственно от сети. Это наиболее применяемые двигатели при данном способе управления. Двигатели постоянного тока с РКСУ в настоящее время редко используются в промышленных установках, но находят еще достаточно широкое применение в электротранспорте.

Асинхронный электропривод с двигателем, имеющим контактные кольца, и РКСУ, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.3, может использоваться в различных промышленных установках. Более широко данный электропривод представлен в подъемно-транспортных установках (краны, грузовые подъемники, подвесные канатные дороги, конвейеры и т. п.). Электропривод снабжается механическим тормозом для надежного удержания рабочего органа в неподвижном состоянии при отключенном от сети двигателе. Из рассмотрения силовой части схемы следует,

что данный электропривод реверсивный. Ротор вращается «вперед» при прямом чередовании фаз, обеспечиваемом контактором *KM1*, и «назад» при обратном чередовании фаз, обеспечиваемом контактором *KM2*. Наличие резисторов *R1—R3* в роторной цепи позволяет осуществлять реостатные пуск, торможение и регулирование скорости. Цепь постоянного тока, питающая обмотку статора через контактор *KM8*, обеспечивает режим динамического торможения. Включенное в роторную цепь реле *KV*, напряжение которого приблизительно пропорционально скольжению, осуществляет по принципу скорости торможение противовключением в одну ступень. Силовая цепь имеет максимальную защиту, выполненную на реле *FA1—FA4*.

Цепь управления, питаемая от сети постоянного тока, предусматривает ручное управление с помощью командоконтроллера с контактами *SM0—SM4*. Выделим типовые узлы управления.

Узел управления механическим тормозом включает в себя контактор *KM4* и электромагнит *YB*, который, преодолевая силу тормозной пружины, оттягивает колодки от шкива тормоза при включенном контакторе *KM4*. Так как при нулевом положении командоконтроллера контактор *KM4* отключен, то в режиме динамического торможения действует одновременно и механическое торможение. В состоянии покоя электромагнит *YB* отключен и механический тормоз удерживает ротор двигателя в неподвижном состоянии.

Узел защиты, выполненный на реле *FV*, осуществляет отключение двигателя с наложением механического тормоза при токовых перегрузках, снижении напряжения в цепи управления и исключает самозапуск двигателя. К узлу защиты следует отнести и аварийные путевые выключатели *SQ1F*, *SQ2F*, а также плавкие предохранители *FU1*, *FU2*, защищающие от коротких замыканий в цепи управления.

Узел включения—отключения и выбора направления вращения содержит цепи с контактами *SM0*, *SM1*, *SM2* командоконтроллера и с контакторами *KM1*, *KM2*, *KM3*.

К узлу пуска, который осуществляется по принципу времени в две ступени, относятся контакты *SM3*, *SM4*, реле времени *KT1*, *KT2* и контакторы *KM6*, *KM7*, шунтирующие пусковые резисторы *R2* и *R3*.

Данная система управления имеет два узла торможения. К узлу торможения противовключением в одну ступень по принципу скорости относятся реле *KV* и контактор *KM5*, который шунтирует резистор *R1* при снижении скорости двигателя до нуля. В состав узла динамического торможения входят контакторы *KM5—KM8* и реле *KT1* и *KT2*.

Торможение начинается после установки командоконтроллера в нулевое положение и протекает, как и при пуске, по принципу

времени в две ступени. Реле *KT3*, включенное последовательно с контактором *KM1* или *KM2*, позволяет прервать динамическое торможение переключением командоконтроллера из нулевого

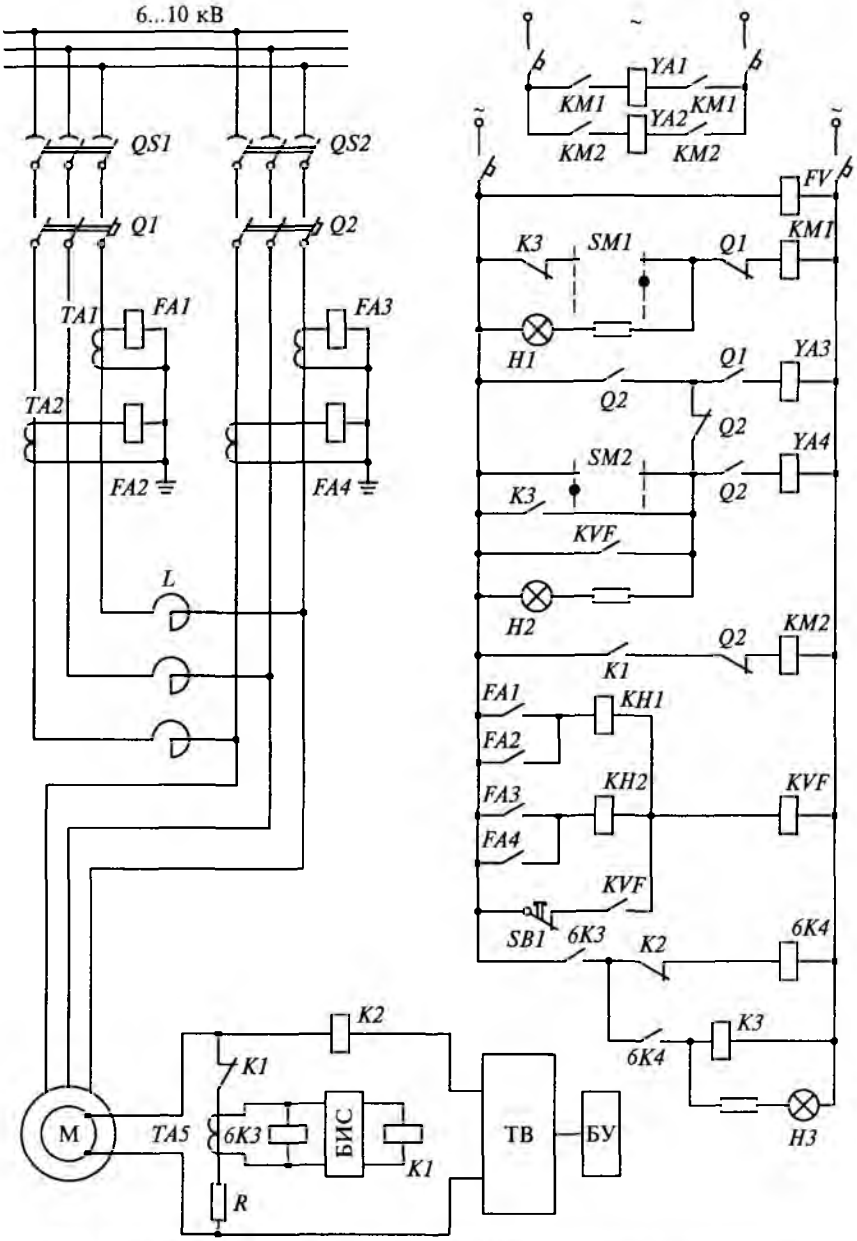


Рис. 2.11. Принципиальная схема РКСУ синхронным двигателем

положения в положение «вперед» (*SM1*) или «назад» (*SM2*) и осуществить далее пуск в выбранном направлении.

На рис. 2.11 приведена несколько упрощенная принципиальная схема электропривода с синхронным высоковольтным двигателем *M* с тиристорным возбудителем (ТВ) [6]. Данный электропривод характеризуется большой мощностью (сотни или тысячи киловатт) и может находить применение в промышленных компрессорных установках, вентиляционных установках подземных помещений, воздуходувках металлургических печей, в качестве приводного двигателя мощных генераторов и т. п. Существенное достоинство синхронного двигателя перед асинхронным — возможность работы с высоким коэффициентом мощности, включая его единичное, а также опережающее значения.

Силовая цепь выполнена с пусковыми реакторами *L*, что обеспечивает ограничение пускового тока при прямом асинхронном пуске двигателя. Цепь с реакторами, масляным выключателем *Q1* и разъединителем *QS1* шунтируется при подсинхронной скорости цепью прямого подключения к сети с масляным выключателем *Q2*. При этом отключается выключатель *Q1*, а на обмотку возбуждения двигателя подается полное напряжение тиристорного возбудителя. Масляные выключатели *Q1* и *Q2* включаются автоматически сильными электромагнитами *YA1* и *YA2*, а отключаются слабыми электромагнитами *YA3* и *YA4*, которые освобождают защелки, удерживающие выключатели *Q1* и *Q2* во включенном состоянии.

Выделим основные узлы в цепи управления. В узел включения—отключения двигателя входят командоконтроллер *SM* с контактами включения *SM1* и отключения *SM2*, контактор *KM1*, электромагниты *YA1*—*YA4*, выключатели *Q1*, *Q2* и сигнальные лампы *H1*, *H2*. Сигнал на включение подается переводом командоконтроллера *SM* в правое положение. При этом контакт *SM1* замыкается и включаются аппараты *KM1*, *YA1* и *Q1*. После включения выключателя *Q1* аппараты *KM1*, *YA1* отключаются и *Q1* удерживается во включенном состоянии защелкой. Сигнал на отключение осуществляется переводом командоконтроллера *SM* в левое положение. При этом замыкается контакт *SM2*, что вызывает включение электромагнита *YA3* и отключение выключателя *Q1* или включение электромагнита *YA4* и отключение выключателя *Q2*.

К узлу асинхронного пуска по принципу скольжения относятся блок измерения скольжения (БИС), реле *K1*, контактор *KM2*, включающий выключатель *Q2*. При подсинхронной скорости, когда скольжение достаточно мало, включается реле *K1*, которое посредством включения *KM2* включает *Q2*. Реле *K1* воздействует на блок управления (БУ), в результате чего тиристорный возбудитель подает полное напряжение на обмотку ротора, а размыкающий контакт *K1* отключает разрядный резистор *R* от обмотки возбуждения двигателя.

В состав узла защиты входят реле максимального тока *FA1—FA4*, реле минимального тока возбуждения *K2*, реле разрядного тока *6K3* совместно с реле нормального времени пуска *6K4*, реле *KVF* и *K3*, включающие электромагниты *YA3* и *YA4*.

В приведенной РКСУ не показаны цепи защиты от снижения напряжения силовой цепи, исчезновения напряжения в цепи управления (реле *FV*), замыкания фазы на землю, а также цепи сигнализации.

Контрольные вопросы

1. Постройте циклограмму работы узла торможения противовключением двигателя по принципу тока (см. рис. 2.9).
2. Как отразится на пуске двигателя в две ступени по принципу тока (см. рис. 2.9) увеличение тока отпускания токового реле по сравнению с его расчетным значением?
3. Как изменится пусковая характеристика $\omega = f(M)$ двигателя с узлом пуска по принципу времени при обрыве цепи катушки *KT2* (см. рис. 2.7)?
4. Перечислите типовые узлы системы управления асинхронным двигателем, принципиальная схема которой показана на рис. 2.3.
5. К какому узлу системы управления асинхронным двигателем относится электромагнит *YB* механического тормоза (см. рис. 2.3)?
6. По какому принципу осуществляется пуск синхронного двигателя (см. рис. 2.11) и какие аппараты в его системе управления составляют узел, реализующий этот принцип?
7. Назовите защиты, обеспечиваемые системой управления синхронного двигателя (см. рис. 2.11), и перечислите аппараты, относящиеся к этим защитам.

Глава 3

ДИСКРЕТНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

3.1. Общая характеристика и метод синтеза ДЛСУ

Рассматриваемые в данной главе дискретные логические системы управления (ДЛСУ) имеют дискретную элементную базу, т.е. могут выполняться на контактной и бесконтактной аппаратуре с использованием реле, логических элементов, цифровых узлов, программируемых логических контроллеров. ДЛСУ осуществляют автоматизацию движения рабочих органов установки в технологических режимах. Это означает, что ДЛСУ вырабатывает и подает команды на выполнение в определенной последовательности операций: выбора направления и скорости движения, пуска, торможения, создания паузы, возобновления движения, а также защитного отключения электропривода и остановки рабочих органов в аварийных режимах. Установка может иметь несколько рабочих органов (РО), каждый из которых приводится в движение своим индивидуальным двигателем. Требуемый технологический режим таких установок осуществляется согласованной работой двигателей, которая обеспечивается ДЛСУ. К данным установкам могут быть отнесены: лифт, имеющий в качестве РО кабину, дверь кабины, дверь шахты; станок с инструментальным магазином и с механизмом подачи инструмента; многокоординатный манипулятор и т.п.

В технологических режимах перемещения РО конечны в пространстве и цикличны во времени. Во всем разнообразии возможных цикловых перемещений РО можно выделить некоторую типовую диаграмму движения, которая является составной частью практически во всех циклах. Это перемещение РО из одной позиции (*А*) в другую (*Б*) с возможным движением к следующей позиции (*В*) или возвращением в исходную позицию (*А*) (рис. 3.1). Движение РО чередуется с временными паузами, необходимыми по технологическим условиям работы электропривода.

Исходным данным для синтеза ДЛСУ является заданный технологический цикл движения РО, по которому составляется

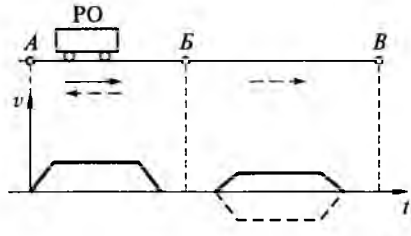


Рис. 3.1. Диаграмма технологического цикла движения РО

последовательность всех операций, необходимых для выполнения цикла. К таким операциям относятся загрузка РО, пуск двигателя для движения в нужном направлении с необходимой скоростью, торможение и остановка двигателя, создание паузы для разгрузки РО и т.д. Каждой отдельной операции соответствует определенная часть ДЛСУ — узел ДЛСУ. Такими узлами можно воспользоваться как «кирпичиками» для построения всей системы управления. Выполняемый на основе узлов синтез носит название *синтез методом типовых узлов.*

Идея данного синтеза заключена в выполнении двух процедур: *декомпозиции* — выделении в составе создаваемой ДЛСУ функциональных узлов, соответствующих необходимым технологическим операциям, и *композиции* — воссоединении узлов в единую систему управления. Данные процедуры выполняются поэтапно:

этап 1 — выделение отдельных операций для ДЛСУ и составление последовательности их выполнения;

этап 2 — выбор и составление узлов ДЛСУ для выделенных операций;

этап 3 — выполнение электрических соединений узлов и составление принципиальной схемы ДЛСУ;

этап 4 — проверка составленной схемы ДЛСУ детальным анализом ее работы.

Выполнение этапа 1 представляет собой составление алгоритма работы ДЛСУ в той или иной форме. От того, насколько правильно и точно составлены операции, зависит правильность отбора узлов и работоспособность в целом синтезируемой ДЛСУ. Выполнение этапов 1, 2, 3 требует от проектанта определенных творческих усилий, изобретательности и навыков в данной области. Иногда для выполнения синтеза бывает достаточно простого эвристического подхода методом проб и проверок. Однако имеются определенные приемы формализации процедуры синтеза с использованием математического описания ДЛСУ, что облегчает и убыстряет построение ДЛСУ.

3.2. Математическое описание ДЛСУ

Общей функциональной моделью ДЛСУ является *конечный автомат* (КА) — многополюсник с m входами и r выходами (рис. 3.2, *а*). На входы от датчиков и командных аппаратов поступают дискретные сигналы — логические двухуровневые переменные x_i. На выходах выделяются дискретные управляющие воздействия — логические переменные y_i. В преобразовании входных переменных в выходные участвуют в общем случае некоторые внутренние переменные q_1, q_2, ..., q_l. Таким образом, переменные y_i являются функциями входных и внутренних переменных КА.

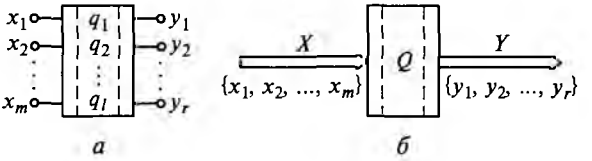


Рис. 3.2. Конечный автомат (*а*) и векторное представление его переменных (*б*)

Слово «конечный» в названии КА означает, что числа возможных значений для m входных, l внутренних и r выходных переменных конечны и равны соответственно $2^m = M$, $2^l = L$ и $2^r = R$. Конечно и само число возможных функций, выделяющихся на выходах КА. Состояние КА на каждом устойчивом такте характеризуется следующими наборами значений переменных на входе, внутри и на выходе КА:

$X_i = \{x_{1i}, x_{2i}, ..., x_{mi}\}$ — i-й набор значений m входных переменных (i-е состояние входов), где $i = 1, 2, ..., M$ — номер набора;

$\{X_1, X_2, ..., X_M\}$ — множество всех состояний входов;

$Q_i = \{q_{1i}, q_{2i}, ..., q_{li}\}$ — i-й набор значений l внутренних переменных (i-е состояние КА), где $i = 1, 2, ..., L$ — номер набора;

$\{Q_1, Q_2, ..., Q_L\}$ — множество внутренних состояний КА;

$Y_i = \{y_{1i}, y_{2i}, ..., y_{ri}\}$ — i-й набор значений r выходов (i-е состояние выходов КА), где $i = 1, 2, ..., R$ — номер набора;

$\{Y_1, Y_2, ..., Y_R\}$ — множество состояний выходов.

Данные наборы значений переменных могут рассматриваться как векторные переменные на входе и выходе КА (рис. 3.2, *б*).

Временны́ми интервалами КА являются такты. На устойчивом такте состояние КА может сохраняться сколь угодно долго. Переход из одного состояния в другое осуществляется на неустойчивом кратковременном такте (такте включения или отключения аппарата). В зависимости от способа перехода конечный автомат относится к асинхронному или синхронному типу. В асинхронном КА смена тактов вызывается изменением уровня переменной. В синхронном КА смена тактов происходит по той же причине, но только в моменты действия синхронизирующих импульсов, создаваемых генератором неизменной частоты. В зависимости от способа формирования логических функций конечные автоматы подразделяются на однотактные, или комбинационные, и многотактные, или КА с памятью. В комбинационных КА функции q и y формируются на одном устойчивом такте по значениям входных переменных x на данном такте:

$$q[n] = \varphi(x[n]);$$

$$y[n] = \psi(q[n], x[n]) = f(x[n]).$$

В многотактном КА функции q и y на такте n формируются в зависимости от значений входных переменных x на данном такте и от значений q на предыдущем такте $n-1$:

$$q[n] = \varphi(x[n],\ q[n-1]),$$
$$y[n] = \psi(x[n],\ q[n-1]),$$

т.е. q и y не являются однозначными функциями x, а зависят от предыдущего состояния КА.

Рассмотрим математическое описание КА с памятью как наиболее общего и распространенного применительно к ДЛСУ варианта КА. Функциональное содержание многополюсника (см. рис. 3.2, *а*) определяется системами *l функций переходов*

$$q_i[n] = \varphi_i(x_1[n],\ x_2[n],\ \ldots,\ x_m[n],\ q_1[n-1],\ q_2[n-1],\ \ldots,\ q_l[n-1]), \tag{3.1}$$

где $i = 1, 2, \ldots, l$,
и *r функций выходов*

$$y_i[n] = \psi_i(x_1[n],\ x_2[n],\ \ldots,\ x_m[n],\ q_1[n-1],\ q_2[n-1],\ \ldots,\ q_l[n-1]), \tag{3.2}$$

где $i = 1, 2, \ldots, r$.

Если перейти от отдельных функций $q_i[n]$, $q_i[n-1]$, $y_i[n]$ и входных переменных $x_i[n]$ к их наборам значений $Q[n]$, $Q[n-1]$, $Y[n]$, $X[n]$, то вместо $l+r$ функций с $m+l$ переменными получим две функции от двух переменных:

функцию переходов

$$Q[n] = \varphi(X[n],\ Q[n-1]) \tag{3.3}$$

и функцию выходов

$$Y[n] = \psi(X[n],\ Q[n-1]). \tag{3.4}$$

Функциям (3.3), (3.4) соответствует структурная схема конечного автомата в векторной форме (рис. 3.3).

Для логических функций переходов и выходов, как и для любой математической функции, существуют три формы их представления: табличная, графическая и аналитическая. Табличная форма выражений (3.3) и (3.4) имеет вид прямоугольной матрицы со столбцами наборов $X[n]$ и со строками наборов $Q[n-1]$

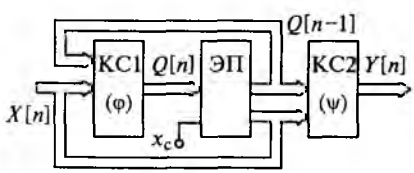


Рис. 3.3. Структурная схема конечного автомата:

КС1, КС2 — комбинационные схемы, формирующие функции переходов и выходов; ЭП — элемент памяти; x_c — синхронизирующий сигнал

(табл. 3.1). В одну клетку столбца $X_j[n]$ и строки $Q_i[n-1]$ вписываются два значения наборов $Q_{ij}[n]$ и $Y_{ij}[n]$. При M состояний входов и L разных состояний КА общее число наборов для функции переходов и функции выходов равно произведению LM. Таблица переходов и выходов дает полную информацию о функциях $Q[n]$ и $Y[n]$. Однако табличное представление недостаточно наглядно, в нем не отражен процесс перехода КА из одного состояния в другое. Более наглядным оказывается графическое изображение функций переходов и выходов в форме графов и циклограмм.

Граф можно построить, исходя из таблицы переходов и выходов. Вершинами графов являются L разных состояний КА, которые можно выделить из клеток таблицы. Переход из состояния $Q[n-1]$ в $Q[n]$ изображается направленной дугой с указанием на ней набора $X[n]$, соответствующего данному переходу (рис. 3.4).

Таблица 3.1

Логические функции переходов и выходов переменных

$X[n]$ / $Q[n-1]$	X_1	X_2	...	X_j	...	X_M
Q_1	Q_{11} / Y_{11}	Q_{12} / Y_{12}	...	Q_{1j} / Y_{1j}	...	Q_{1M} / Y_{1M}
Q_2	Q_{21} / Y_{21}	Q_{22} / Y_{22}	...	Q_{2j} / Y_{2j}	...	Q_{2M} / Y_{2M}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Q_i	Q_{i1} / Y_{i1}	Q_{i2} / Y_{i2}	...	Q_{ij} / Y_{ij}	...	Q_{iM} / Y_{iM}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Q_L	Q_{L1} / Y_{L1}	Q_{L2} / Y_{L2}	...	Q_{Lj} / Y_{Lj}	...	Q_{LM} / Y_{LM}

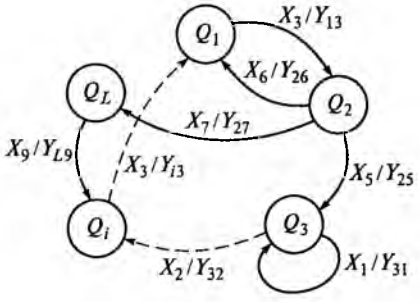


Рис. 3.4. Граф конечного автомата

Граф оказывается более компактным в изображении, чем таблица. В нем отсутствуют повторяющиеся наборы $Q[n]$. Однако в графе не отражается временной процесс смены состояний КА, который важно знать для управления движением рабочих органов электроприводов.

Циклограмма, понятие которой дано в гл. 2, весьма наглядно отражает временной процесс управления, но ценой более громоздкого графического изображения, в котором отражаются все переменные проектируемой ДЛСУ. Однако в синтезе методом типовых узлов необходимость в построении циклограммы возникает при разработке только отдельных узлов, а не всей системы управления. Поэтому при решении вопросов анализа и синтеза ДЛСУ электроприводов предпочтение отдается методу циклограмм.

Составленные тем или иным способом таблица, граф или циклограмма для функций переходов и выходов представляют собой соответствующую форму алгоритма КА. Переход от данного алгоритма к его реализации аппаратным или программным способом является сложной задачей. Однако данная задача решается достаточно просто, если перевести алгоритм в аналитическую форму, т.е. в форму структурных формул алгебры логики.

Рассмотрим аналитическое представление функций переходов и выходов в дизъюнктивной и конъюнктивной нормальных формах. Из теоремы разложения следует, что любая логическая функция Y многих переменных $z_1, z_2, \ldots, z_m$ может быть представлена в следующей форме [18]:

$$Y = f(z_1, z_2, \ldots, z_m) = z_1 f(1, z_2, \ldots, z_m) + \bar{z}_1 f(0, z_2, \ldots, z_m). \quad (3.5)$$

Теорема доказывается подстановкой значений $z_1 = 1$ и $z_1 = 0$ в (3.5). Разложив каждое слагаемое (3.5) последовательно по этой формуле по всем переменным z_i, получим выражение для функции Y:

$$Y = K_1^1 f(Z_1) + K_2^1 f(Z_2) + \ldots + K_M^1 f(Z_M) = \sum_{j=1}^{M} K_j^1 f(Z_j), \quad (3.6)$$

где K_j^1 — конституент единицы; $f(Z_j)$ — значение функции для j-го набора переменных; $j = 1, 2, \ldots, M$; $M = 2^m$;

$$K_j^1 = z_{1j}^1 z_{2j}^1 \cdot \ldots \cdot z_{ij}^1 \cdot \ldots \cdot z_{mj}^1 = 1,$$

где $z_{ij}^1 = 1$ — единичная форма i-й переменной (z_{ij}) в j-м наборе m переменных; $z_{ij}^1 = z_{ij}$, если $z_{ij} = 1$, и $z_{ij}^1 = \bar{z}_{ij}$, если $z_{ij} = 0$.

В выражениях (3.5), (3.6) и в последующих знаки суммирования (+, $\sum$), умножения (·) и черта над переменной означают соответственно логические операции дизъюнкции (ИЛИ), конъюнкции (И) и инверсии (отрицания) (НЕ).

Среди общего числа наборов $M = 2^m$ есть M_1 таких, для которых $f(Z_j) = 1$, и M_0 таких, для которых $f(Z_j) = 0$. При этом выражение (3.6) можно представить в следующем виде:

$$Y = \sum_{j=1}^{M_1} K_j^1 \cdot 1 + \sum_{j=1}^{M_0} K_j^1 \cdot 0. \qquad (3.7)$$

Из (3.7) следует *дизъюнктивная нормальная форма* (ДНФ) представления логической функции:

$$Y = \sum_{j=1}^{M_1} K_j^1 = K_1^1 + K_2^1 + \ldots + K_{M_1}^1, \qquad (3.8)$$

т.е. любая логическая функция может быть представлена дизъюнкцией конституентов единицы для тех наборов значений переменных, для которых функция равна единице.

Так как второе слагаемое в (3.7) равно нулю, то в ДНФ для набора M_0

$$\sum_{j=1}^{M_0} K_j^1 = \overline{Y} \text{ и } Y = (\overline{\overline{Y}}) = \overline{\overline{K_1^1 + K_2^1 + \ldots + K_{M_0}^1}} =$$

$$= \overline{K}_1^1 \overline{K}_2^1 \cdot \ldots \cdot \overline{K}_{M_0}^1.$$

Так как $\overline{K}_j^1 = \overline{z_{1j}^1 z_{2j}^1 \cdot \ldots \cdot z_{mj}^1} = \overline{z}_{1j}^1 + \overline{z}_{2j}^1 + \ldots + \overline{z}_{mj}^1$, то, введя обозначение для нулевой формы i-й переменной в j-ом наборе — $z_{ij}^0 = \overline{z}_{ij}^1 = 0$ и для конституента нуля — $K_j^0 = \overline{K}_j^1 = z_{1j}^0 + z_{2j}^0 + \ldots + z_{mj}^0 = 0$, получим так называемую *конъюнктивную нормальную форму* (КНФ) представления логической функции:

$$Y = K_1^0 K_2^0 \cdot \ldots \cdot K_{M_0}^0 = \prod_{i=1}^{M_0} K_{M_i}^0, \qquad (3.9)$$

т.е. любая логическая функция может быть представлена конъюнкцией конституентов нуля для тех наборов значений переменных, для которых функция равна нулю.

Рассмотрим пример математического описания КА. Пусть имеются простейший КА с двумя входами x_1, x_2 и двумя выходами y_1, y_2 (рис. 3.5), а также его таблица переходов и выходов (табл. 3.2). Требуется описать КА графически и аналитически.

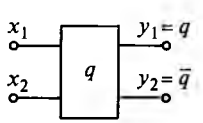


Рис. 3.5. Четырехполюсный конечный автомат

В данном автомате выходные переменные определяются внутренней переменной состояния: $y_1 = q$; $y_2 = \overline{q}$. При числе состояний КА,

Таблица 3.2

Таблица переходов и выходов для КА, показанного на рис. 3.5

$X[n]$ / $Q[n-1]$	$X_1 = 00$	$X_2 = 10$	$X_3 = 01$	$X_4 = 11$
$Q_1 = 0$	0	1	0	×
$Q_2 = 1$	1	1	0	×

Примечание. Символ × указывает, что значения не определены.

равном четырем, в данном КА используются только три: $X_1 = 00$; $X_2 = 10$; $X_3 = 01$ (состояние $X_4 = 11$ запрещено). При одной внутренней переменной q автомат имеет только два состояния: $Q_1 = 0$ и $Q_2 = 1$.

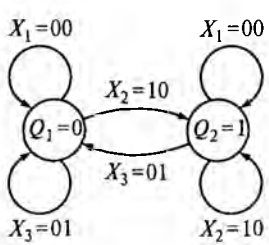
Граф данного КА имеет две вершины, определяющие его два разных состояния. Шесть условий смены состояний КА в соответствии с таблицей переходов изображаются в графе направленными дугами (рис. 3.6, *а*). Циклограмма данного КА, построенная согласно его таблице переходов, наглядно отображает временну́ю последовательность смены состояний автомата в тактах (рис. 3.6, *б*).

Аналитическое описание данного КА выполним в виде структурных формул, пользуясь приведенными выше ДНФ и КНФ. Согласно выражению (3.8) и табл. 3.2 в форме ДНФ можно записать:

$$y_1 = q[n] = x_1\bar{x}_2\bar{q}[n-1] + \bar{x}_1\bar{x}_2 q[n-1] + x_1\bar{x}_2 q[n-1] =$$
$$= (x_1 + q[n-1])\bar{x}_2 = x_1 + \bar{x}_2 q[n-1].$$

Аналогично согласно выражению (3.9) в форме КНФ можно записать:

$$y_1 = q[n] = (x_1 + x_2 + q[n-1])(x_1 + \bar{x}_2 + q[n-1])(x_1 + \bar{x}_2 + \bar{q}[n-1]) =$$
$$= (x_1 + x_2 + q[n-1])(x_1 + \bar{x}_2) = x_1 + \bar{x}_2 q[n-1].$$



а

X	00	10	00	01	00
x_1					
x_2					
q_1					
$Q=q$	0	1	1	0	0

б

Рис. 3.6. Граф (*а*) и циклограмма (*б*) триггера

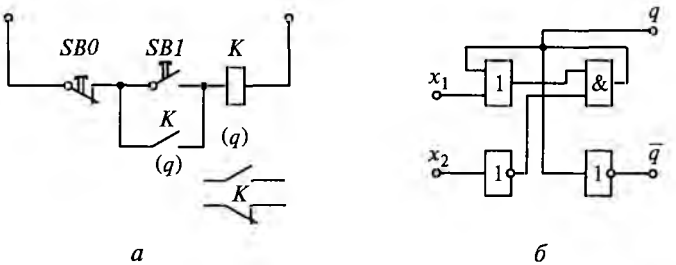


Рис. 3.7. Схема реализации триггера на реле (*а*) и на логическом элементе (*б*)

Таким образом, для заданного КА получено одно и то же аналитическое выражение, по которому легко составить схему практической реализации автомата. При использовании контактных элементов потребуется одно реле *K* для выходной переменной *q* и две кнопки управления *SB0* и *SB1* для входных переменных (рис. 3.7, *а*). Бесконтактный вариант КА может быть построен на простейших логических элементах типа И, ИЛИ, НЕ (рис. 3.7, *б*).

Рассмотренный КА представляет собой простой элемент памяти и в бесконтактном исполнении является *RS*-триггером с входными переменными $x_1 = x_S$, $x_2 = x_R$ и выходной переменной

$$q[n] = (x_S + q[n-1])\bar{x}_R. \qquad (3.10)$$

3.3. Синтез ДЛСУ методом циклограмм

Метод циклограмм представляет собой определенную формализацию процедуры синтеза методом типовых узлов. Таблица переходов и выходов, граф, циклограмма — это формы математического описания, формы представления конечного автомата. Задача первой части синтеза — преобразовать технологическое задание на работу электропривода в одну из данных форм алгоритма, по которой составляется завершенный аналитический алгоритм в виде структурных формул. Задача второй части синтеза — перейти к практической реализации полученного алгоритма, выбрав ту или иную элементную базу.

В рассматриваемом методе синтеза инструментом формирования алгоритма ДЛСУ выбрана циклограмма, поскольку решается задача автоматизации движения рабочих органов электроприводов в технологическом цикле их работы, что наиболее просто и наглядно описывается циклограммой. Практически оказывается достаточно использовать метод циклограмм для построения не всей ДЛСУ, а лишь ее отдельных наиболее сложных в функциональном отношении узлов.

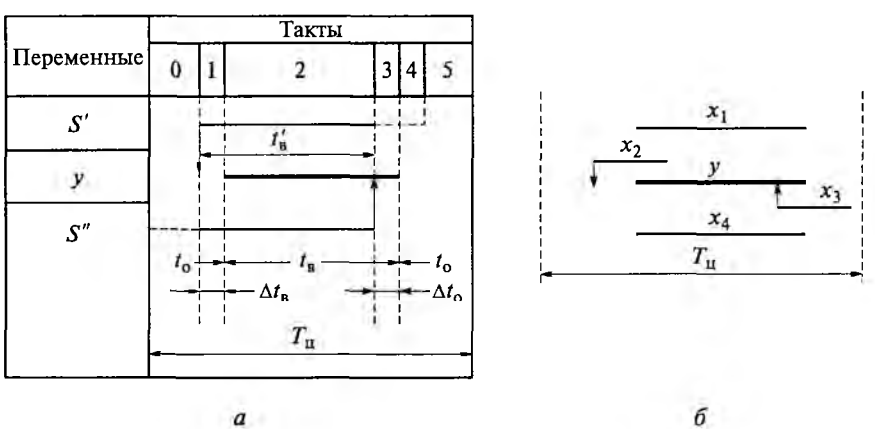
В процедуре данного синтеза выделяются две части:

абстрактный синтез — процесс преобразования исходного технологического задания на работу электропривода в завершенный алгоритм конечного автомата в виде структурных формул алгебры логики;

структурный синтез — процесс преобразования алгоритма в ДЛСУ на выбранной элементной базе.

Поскольку результатом абстрактного синтеза являются структурные формулы, а средством их получения служит циклограмма, то необходимо установить взаимосвязь циклограмм со структурными формулами. Для простейшей циклограммы с одной выходной переменной и одним периодом включения выделим две обобщенные входные переменные: *функцию включения* S' и *функцию отключения* S'' (рис. 3.8, *а*).

Функция S' приобретает на включающем такте $\Delta t_в$ единичное значение (логическая 1) и сохраняет его на всем включающем интервале $t'_в$. Функция S'' имеет также единичное значение на всем включающем интервале, но обнуляется на отключающем такте $\Delta t_о$. Функция S' осуществляет включающее воздействие на выходную переменную y, переводя ее из нулевого состояния в единичное. Функция S'' осуществляет отключающее воздействие на переменную y, переводя ее из единичного состояния в нулевое. Штриховые линии на рис. 3.8, *а* означают, что функции включения и отключения могут иметь на указанных интервалах как единичные, так и нулевые значения. Функциями S' и S'' могут быть как отдельные переменные, так и объединения переменных в дизъюнктивной или конъюнктивной формах. Например, $x_2 + x_1 = S'$, $\bar{x}_3 x_4 = S''$ (рис. 3.8, *б*).



а *б*

Рис. 3.8. Функции включения, отключения, временны́е такты и периоды (*а*), входные и выходные переменные (*б*) циклограммы

В рассматриваемой циклограмме $y = 1$ только на одном периоде — периоде включения $t_в$, когда $S' = 1$ и $S'' = 1$. На всех других устойчивых тактах $y = 0$. Тогда, согласно ДНФ (3.8), для функции Y имеем структурную формулу

$$Y = S'S''. \tag{3.11}$$

Если циклограмма для Y имеет n периодов включения, то

$$Y = \sum_{i=1}^{n} S_i' S_i'', \tag{3.12}$$

где S_i' S_i'' — функции включения и отключения на i-м периоде включения.

Циклограмма, отражающая операцию задержки времени, приведена на рис. 3.9. При задержке времени на включение $t_{вкл}$ (см. рис. 3.9, *а*)

$$Y = S'S''[+t_{вкл}], \tag{3.13}$$

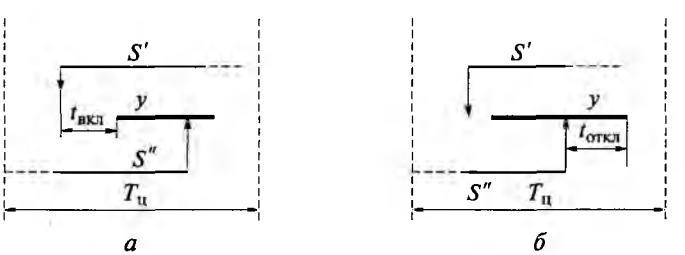
при задержке времени на отключение $t_{откл}$ (см. рис. 3.9, *б*)

$$Y = S'S''[+t_{откл}]. \tag{3.14}$$

Итак, имея циклограмму ДЛСУ, можно получить описывающие ее структурные формулы, являющиеся алгоритмом управления. По структурным формулам можно составить принципиальную схему ДЛСУ.

Выделим этапы синтеза методом циклограмм в составе его двух частей.

1. Составление исходной циклограммы по технологическому заданию на движение электропривода.
2. Преобразование исходной циклограммы в реализуемую циклограмму.
3. Составление структурных формул по реализуемой циклограмме.
4. Выбор элементной базы для ДЛСУ.



а *б*

Рис. 3.9. Циклограммы, отражающие операции задержки времени на включение (*а*) и отключение (*б*)

5. Составление принципиальной схемы ДЛСУ при аппаратном способе управления или программы работы универсального управляющего устройства (программируемого контроллера) при программном способе управления.

6. Проверка правильности работы построенной ДЛСУ.

Этапы 1, 2, 3 составляют абстрактный синтез, этапы 4, 5, 6 — структурный синтез.

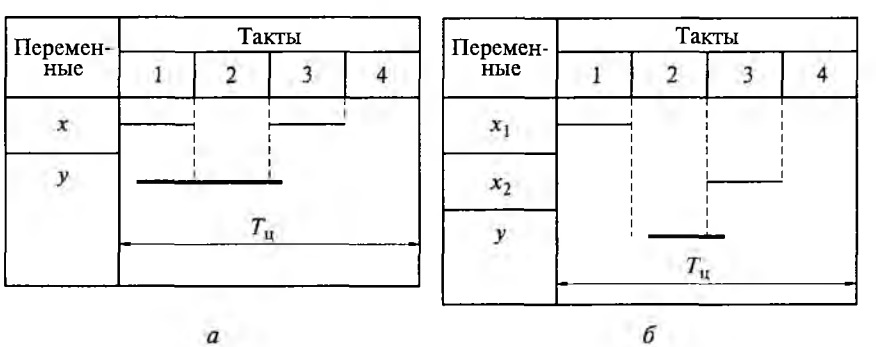
Под *реализуемой циклограммой* подразумевается циклограмма, не противоречащая законам алгебры логики и практически выполнимая по аппаратуре. В основе реализуемости циклограммы лежит *принцип однозначности* логических функций: одинаковым состояниям конечного автомата соответствуют только одинаковые значения выходной переменной, или наоборот, разным значениям выходной переменной соответствуют только разные состояния конечного автомата.

Но разным состояниям КА могут соответствовать как разные, так и одинаковые значения выходной переменной. Состояние КА определяется по входным (независимым) x_i и внутренним (дополнительным) q_i переменным.

Примеры нереализуемых циклограмм приведены на рис. 3.10. При одинаковых состояниях на устойчивых тактах 1 и 3 (см. рис. 3.10, *а*) и тактах 2 и 4 (см. рис. 3.10, *б*) имеют место разные значения выходной переменной *y*. Следовательно, приведенные циклограммы нереализуемы.

Если по нереализуемой циклограмме построить узел ДЛСУ, то он либо не будет включаться или отключаться, либо будет давать ложные включения или отключения.

Общее достаточное условие реализуемости циклограммы можно сформулировать следующим образом: чтобы из нереализуемой циклограммы получить реализуемую, достаточно ввести дополнительные переменные так, чтобы создать на всех устойчивых тактах цикла различные состояния конечного автомата.



а *б*

Рис. 3.10. Примеры нереализуемых циклограмм с нарушением принципа однозначности на тактах 1, 3 (*а*) и 2, 4 (*б*)

Данное достаточное условие можно разделить на три необходимых условия реализуемости циклограммы.

1. Необходимо, чтобы $S' = \text{const} = 1$ для интервала $\tau \geq t'_{в}$ от начала $\Delta t_{в}$.

2. Необходимо, чтобы $S'' = \text{const} = 1$ для интервала $\tau \geq t'_{в}$ до начала $\Delta t_{о}$ и $S'' = 0$ для интервала $\tau > \Delta t_{о}$ от начала $\Delta t_{о}$.

3. Необходимо, чтобы $S'S'' = 0$ для интервала $\tau = t_{о}$.

Условия 1 и 2 обеспечивают $y = 1$ для $\tau = t_{в}$, а условие 3 исключает $y = 1$ для $\tau = t_{о}$. Сформулированные три условия графически иллюстрируются циклограммой, приведенной на рис. 3.8, *а*. Выполнение всех трех необходимых условий окажется достаточным для реализуемости циклограммы.

Для выполнения условий 1, 2, 3 имеются три способа.

Способ 1: если $S' = V \neq \text{const}$, то вводится дополнительная переменная q' такая, чтобы $V + q' = \text{const}$ на интервале $t'_{в}$. Тогда $y = (V + q')S''$.

Способ 2: если $S'' = W \neq \text{const}$, то вводится дополнительная переменная q'' такая, чтобы $W + q'' = \text{const}$ на интервале $t'_{в}$. Тогда $y = S'(W + q'')$.

Способ 3: если $S'S'' \neq 0$ на интервале $t_{о}$, то вводится дополнительная переменная q''' такая, чтобы $S'S''q''' = 0$ на интервале $t_{о}$. Тогда $y = S'S''q'''$.

Для вводимых дополнительных переменных должны определяться функции включения и отключения. В качестве дополнительных переменных могут использоваться и некоторые входные и выходные переменные, имеющиеся в исходной циклограмме, если их комбинации удовлетворяют условиям 1, 2, 3 (см. рис. 3.8, *б*).

3.4. Примеры синтеза узлов ДЛСУ

Пример 1. По заданной исходной циклограмме (рис. 3.11) составить схему узла управления контактором.

Исходная циклограмма имеет одну входную переменную x с двумя периодами включения и одну выходную переменную y с одним периодом включения. Заданная циклограмма оказывается нереализуемой, так как одинаковым состояниям КА на устойчивых тактах 1 и 3 соответствуют разные значения выходной переменной y. Аналогичная ситуация имеет место и для тактов 2 и 4. Таким образом, в данном примере нарушена однозначность логической функции. Выполним абстрактный синтез узла в двух вариантах.

Вариант 1. Используем общее достаточное условие реализуемости циклограммы. Для этого введем в циклограмму дополнительную переменную q так, чтобы создать на всех четырех устойчивых тактах разные состояния КА, образуемые значениями пе-

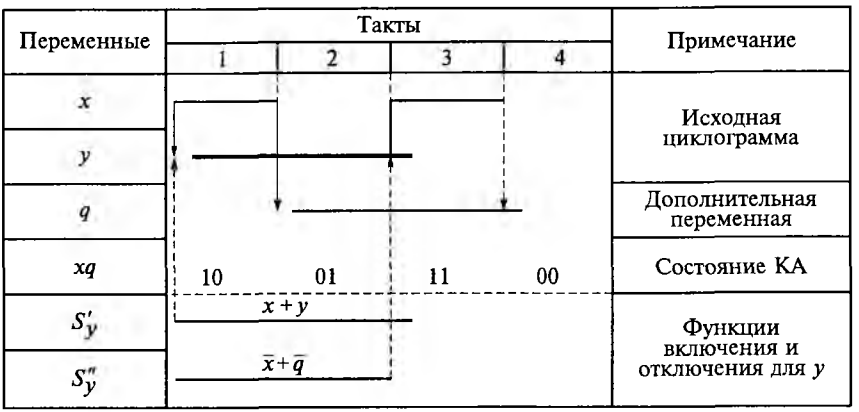


Рис. 3.11. Исходная циклограмма примера 1 синтеза узлов ДЛСУ

ременных x, q: 10; 01; 11; 00. Составим функции включения и отключения согласно требованиям к ним:

для y $S'_y = x + y$; $S''_y = \bar{x} + \bar{q}$; $y = S'_y S''_y = (x + y)(\bar{x} + \bar{q})$;

для q $S'_q = \bar{x} + q$; $S''_q = y + x$; $q = S'_q S''_q = (\bar{x} + q)(y + x)$.

Вариант 2. Воспользуемся тремя необходимыми условиями реализуемости циклограммы. Для этого по исходной циклограмме принимаем для y: $S'_y = x$; $S''_y = \bar{x}$. Проверяем условие 1: $S'_y = x \neq \text{const}$. Условие не выполняется, следовательно, вводим дополнительную переменную $q' = y$, при которой $x + y = \text{const}$, т.е. условие 1 выполняется.

Проверяем условие 2: $S''_y = \bar{x} \neq \text{const}$. Условие не выполняется, следовательно, вводим дополнительную переменную $q'' = \bar{q}$, при которой $\bar{x} + \bar{q} = \text{const}$, т.е. условие 2 выполняется. Тогда $y = (x + y) \times (\bar{x} + \bar{q})$.

Для введенной переменной q определяем функции включения и отключения $S'_q = \bar{x}$, $S''_q = x$. Аналогично проделанной процедуре для переменной y проверяем условия 1 и 2 и вводим дополнительные переменные для q. В результате получаем $q = (\bar{x} + q)(x + y)$.

Полученные выражения для y и q проверяем по условию 3. Раскрывая скобки, получаем $y = y\bar{x} + x\bar{q} + y\bar{q} = 0$ на тактах 3 и 4 периода отключения переменной y и $q = qx + y\bar{x} + qy = 0$ на тактах 1 и 4 периода отключения переменной q. Следовательно, условие 3 для переменных y и q выполняется. Таким образом, оба варианта выполненного абстрактного синтеза дают один и тот же результат — одинаковые структурные формулы.

Выполним структурный синтез для двух вариантов элементной базы.

Вариант 1 — на релейно-контакторной аппаратуре. Принимаем для входной переменной x кнопку с самовозвратом с одним

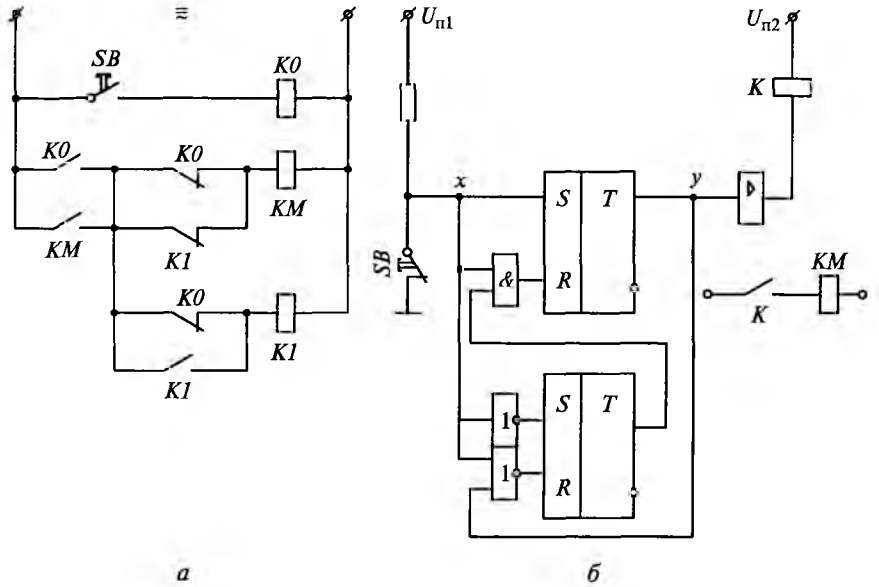


Рис. 3.12. Схемы реализации синтезированного узла на реле (*а*) и на логическом элементе (*б*)

замыкающим контактом *SB*, для выходной переменной y — контактор *KM*, для внутренней переменной q — реле *K1*. Для размножения контактов кнопки используем еще одно реле *K0*. Согласно полученным структурным формулам составляем схему узла, соединяя элементы схемы последовательно при конъюнкции переменных и параллельно при дизъюнкции переменных (рис. 3.12, *а*).

Вариант 2 — на бесконтактных логических элементах типа И, ИЛИ, НЕ — триггер. Для реализации входной переменной оставляем кнопку управления *SB*, а для выходного элемента, коммутирующего силовую цепь, используем контактор *KM*. Полученные структурные формулы приводим к виду, соответствующему *RS*-триггеру:

$$y = (x + y)(\bar{x} + \bar{q}) = (x + y)\overline{xq} = (x_S + y)\bar{x}_R,$$

где $x_S = x$ и $x_R = xq$;

$$q = (\bar{x} + q)\overline{(x + y)} = (x_S + q)\bar{x}_R,$$

где $x_S = \bar{x}$ и $x_R = \overline{x + y}$.

По данным преобразованным формулам составляем схему узла (рис. 3.12, *б*). Двухуровневые логические переменные должны создаваться без разрыва цепи. Поэтому входной сигнал x обеспечивается кнопкой с размыкающим контактом, который дает нулевое напряжение на входе без разрыва цепи. Слабый логический

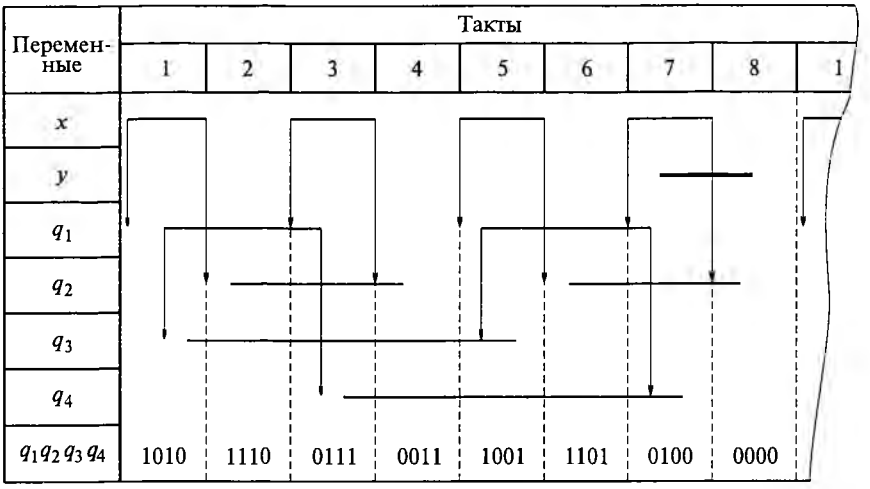


Рис. 3.13. Исходная циклограмма примера 2 синтеза узлов ДЛСУ

выходной сигнал y должен быть усилен усилителем, чтобы управлять катушкой контактора.

Пример 2. По заданной циклограмме (рис. 3.13) выполнить абстрактный синтез узла четного счета.

Исходная циклограмма имеет одну входную переменную x с четырьмя периодами включения и одну выходную переменную y с одним периодом включения. Приведенная циклограмма нереализуема, так как в ней нарушен принцип однозначности логической функции. В соответствии с достаточным условием реализуемости введем четыре дополнительные переменные q_1, q_2, q_3, q_4, которые создают на восьми устойчивых тактах восемь разных состояний КА: 1010, 1110, 0111, 0011, 1001, 1101, 0100, 0000. При этом две части цикла по четыре такта с переменными x, q_1, q_2 представляют собой две реализуемые циклограммы примера 1, для которых $y = q_1$, $q = q_2$ и, следовательно, справедливы формулы

$$q_1 = (x + q_1)(\bar{x} + \bar{q}_2);$$
$$q_2 = (\bar{x} + q_2)(x + q_1).$$

Если результат примера 1 распространить на весь цикл, в котором q_1 рассматривать как входную переменную, q_3 — как выходную, а q_4 — как дополнительную переменную, то, согласно структурным формулам примера 1,

$$q_3 = (q_1 + q_3)(\bar{q}_1 + \bar{q}_4);$$
$$q_4 = (\bar{q}_1 + q_4)(q_1 + q_3).$$

При этом очевидно, что выходная переменная y на такте 8 определится по формуле $y = xq_2\bar{q}_3$.

Построенная циклограмма и полученные структурные формулы для переменных $q_1 - q_4$ позволяют реализовать различные функции в заданном восьмитактном цикле. Удваивая число тактов в циклограмме, можно выполнить аналогичным способом счетный узел на 8.

Пример 3. Выполнить абстрактный синтез узла ДЛСУ по заданной циклограмме (рис. 3.14) с двумя периодами включения выходной переменной.

Исходная циклограмма реализуема, так как на всех пяти устойчивых тактах не нарушается принцип однозначности выходной функции y. Составим функции включения и отключения для каждого периода включения выходной переменной y.

Для первого периода включения $S'_{(1)} = x_1 = \text{const}$; $S''_{(1)} = \bar{x}_3 = \text{const}$; $y_{(1)} = x_1\bar{x}_3$.

Для второго периода включения $S'_{(2)} = \bar{x}_3 = \text{const}$; $S''_{(2)} = x_2 = \text{const}$; $y_{(2)} = \bar{x}_3 x_2$.

Для двух периодов включения $y = y_{(1)} + y_{(2)} = x_1\bar{x}_3 + \bar{x}_3 x_2$.

Проверка условия 3 для тактов 1, 3, 5: $\bar{x}_3 x_2 \neq 0$ на такте 1 и $x_1\bar{x}_3 \neq 0$ на такте 5, т. е. на этих тактах имеет место ложное срабатывание.

Для исключения ложных срабатываний вводим дополнительные переменные $q'''_{(2)} = x_1$ и $q'''_{(1)} = x_2$. Тогда

$$y_{(1)} = x_1\bar{x}_3 q'''_{(1)} = x_1\bar{x}_3 x_2,\ y_{(2)} = \bar{x}_3 x_2 q'''_{(2)} = \bar{x}_3 x_2 x_1 \text{ и } y = y_{(1)} + y_{(2)} = x_1 x_2 \bar{x}_3.$$

Данную задачу можно решать, объединяя оба периода в один сплошной на тактах 2, 3, 4 с последующим исключением ложного включения на такте 3. Тогда для объединенного периода принимаем

$$S' = x_1 = \text{const},\ S'' = \bar{x}_2 = \text{const},\ q''' = \bar{x}_3$$

и получаем тот же результат: $y = x_1 x_2 \bar{x}_3$.

Пример 4. Выполнить синтез электрического селектора лифта на бесконтактной аппаратуре.

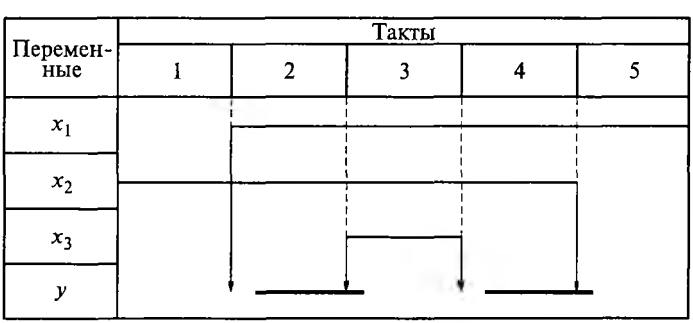


Рис. 3.14. Исходная циклограмма примера 3 синтеза узлов ДЛСУ

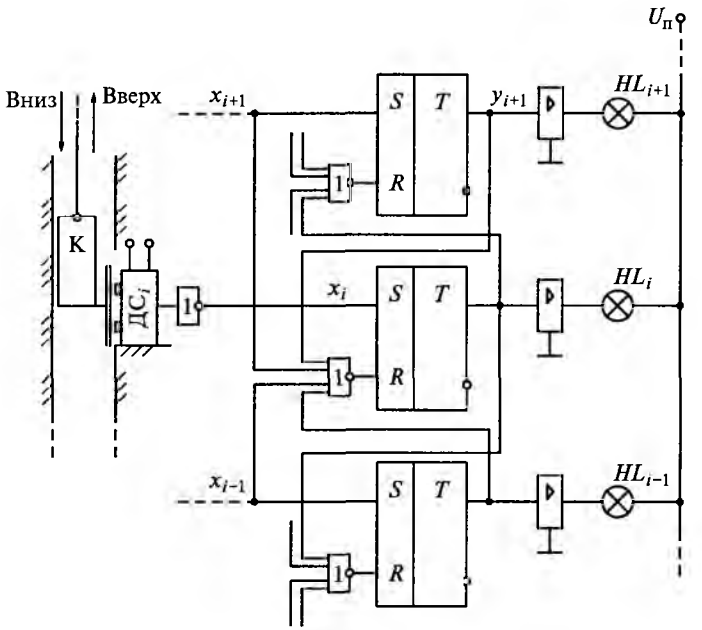


Рис. 3.15. Схема электрического селектора лифта

Электрический селектор (рис. 3.15) — это узел в системе управления лифтом, который вырабатывает информацию о местоположении кабины К по сигналам датчиков селекции ДС, находящихся в шахте на уровнях этажей. Индикация об этом дается в виде световых сигналов на табло, где зажигаются сигнальные лампы, соответствующие этажам.

Согласно процедуре выполнения синтеза сначала составляем описание работы селектора. При стоянке кабины К на i-м этаже светится лампа HL_i i-го этажа. При движении кабины вверх к $(i+1)$-му этажу или вниз к $(i-1)$-му этажу лампа HL_i продолжает светиться. Когда кабина достигает $(i+1)$-го или $(i-1)$-го этажа, лампа HL_i гаснет и зажигается сигнальная лампа достигнутого этажа, т.е. HL_{i+1} или HL_{i-1}. Сигнальные лампы разных этажей не должны светиться одновременно.

Далее для синтезируемого узла выбираем входные и выходные переменные:

$x_1, x_2, ..., x_n$ — сигналы датчиков селекции этажей 1, 2, ..., n со значениями $x_i = 1$, если кабина находится на i-м этаже, и $x_i = 0$, если кабина находится вне i-го этажа;

$y_1, y_2, ..., y_n$ — сигналы ламп этажей 1, 2, ..., n со значениями $y_i = 1$, если лампа HL_i светится, и $y_i = 0$, если лампа HL_i не светится.

Для выбранных переменных строим исходную циклограмму в соответствии с описанием работы селектора. За цикл работы лиф-

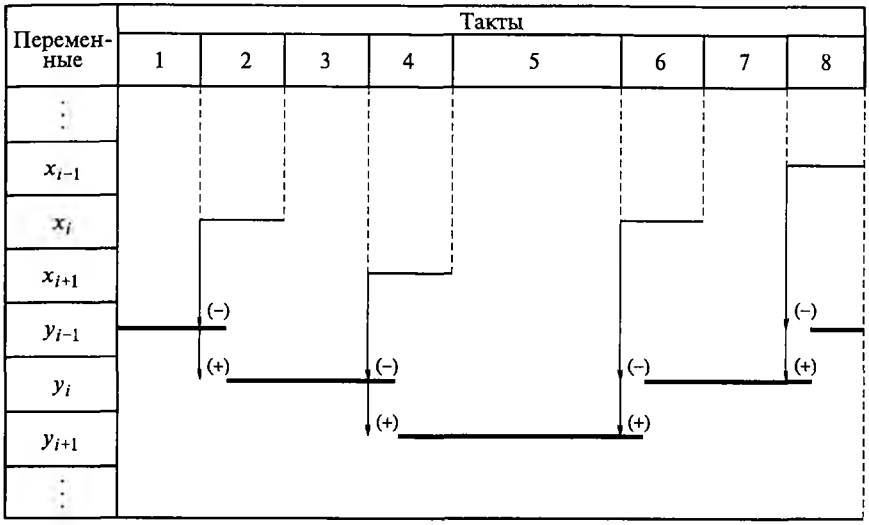


Рис. 3.16. Циклограмма электрического селектора лифта

та принимаем движение кабины вверх с первого этажа до последнего с последующим движением вниз до первого этажа. В таком цикле селектора для всех промежуточных этажей имеют место по два периода включения функций y_i (рис. 3.16). Для первого и последнего этажей функции y_1 и y_n имеют по одному периоду включения.

Для произвольного промежуточного этажа по приведенной циклограмме составим структурную формулу для y_i, объединив два периода включения в один общий период включения, как это было сделано в примере 3. Определим для этого периода функции включения и отключения:

$$S_i' = x_i + y_i;\ S_i''' = \bar{x}_{i-1};\ y_i = S_i' S_i''' = (x_i + y_i)\bar{x}_{i-1}.$$

Очевидно, что на такте 4 имеет место ложное срабатывание, так как $y_i x_{i-1} \neq 0$ и $y_i \neq 0$ в начале такта 3. Вводим дополнительную переменную $q''' = \bar{x}_{i+1}$, обнуляющую y_i на тактах 3 и 4. Тогда

$$y_i = S_i' S_i'' q''' = (x_i + y_i)\bar{x}_{i-1}\bar{x}_{i+1}.$$

Для исключения возможности одновременного свечения ламп на интервале коммутации вводим взаимную блокировку с помощью сигналов $\bar{y}_{i-1}$, $\bar{y}_{i+1}$. В результате получаем

$$y_i = (x_i + y_i)\bar{x}_{i-1}\bar{x}_{i+1}\bar{y}_{i-1}\bar{y}_{i+1}.$$

Данная формула представляет собой математическое описание *RS*-тригера (см. рис. 3.15).

Для первого и последнего этажей имеем соответственно:

$$y_1 = (x_1 + y_1)\bar{x}_2\bar{y}_2; \quad y_n = (x_n + y_n)\bar{x}_{n-1}\bar{y}_{n-1}.$$

Пример 5. Выполнить синтез ДЛСУ двухпозиционным перемещением рабочего органа (РО) с торможением противовключением асинхронного двигателя по принципу скорости и с временными паузами в крайних позициях зоны перемещения.

В позициях *А* и *Б*, ограничивающих зону перемещения РО, установлены путевые выключатели *SQ1* и *SQ2*. Для построения исходной циклограммы с режимом автоматического цикла за входные независимые переменные принимаем:

x_0 — сигнал, разрешающий движение;

x_1 — сигнал нахождения РО в позиции *А* (*SQ1*);

x_2 — сигнал нахождения РО в позиции *Б* (*SQ2*);

x_3 — сигнал наличия скорости двигателя (реле *SR*).

За выходные переменные принимаем:

y_1 — сигнал на движение вперед от *А* к *Б* (контактор *KM1*);

y_2 — сигнал на движение назад от *Б* к *А* (контактор *KM2*),

y_4 — сигнал шунтирования тормозного резистора асинхронного двигателя с контактными кольцами.

За начало цикла принимаем движение РО с постоянной скоростью от позиции *А* к позиции *Б*. Заканчивается цикл началом движения РО вновь от *А* к *Б*. В данном цикле выделяем четыре зоны:

движение РО от *А* к *Б*;

нахождение РО в позиции *Б*;

движение РО от *Б* к *А*;

нахождение РО в позиции *А* с последующим началом движения к *Б*.

В соответствии с заданным циклом располагаем по строкам исходной циклограммы (рис. 3.17) периоды включения и отключения входных (x_0, x_1, x_2, x_3) и выходных (y_1, y_2, y_4) переменных. На циклограмме для y_1 и y_2 отображаются такты торможения противовключением (ТП) (*Б1*, *А1*), паузы (*Б2*, *А2*) и выхода из зоны позиций *Б* и *А* (*Б3*, *А3*). Так как ТП осуществляется с использованием тормозного резистора, то для переменной y_4 периоды включения должны начинаться перед пуском двигателя после паузы, а заканчиваться при входе в зоны позиций *А* и *Б*. Составленная таким образом циклограмма нереализуема, так как на тактах *Б2*—*Б3* и *А2*—*А3* нарушается принцип однозначности для функций y_4, y_2, y_1. Для устранения неоднозначности вводим дополнительные переменные q_{t2} и q_{t1}, которые создают на тактах *Б2*—*Б3* и *А2*—*А3* разные состояния конечного автомата. Данные переменные выполняют функции задержки времени и пуска после пауз $t_Б$ и $t_А$ в позициях *Б* и *А*. После добавления переменных q_{t2} и q_{t1} циклограмма становится реализуемой и может быть описана структурными формулами.

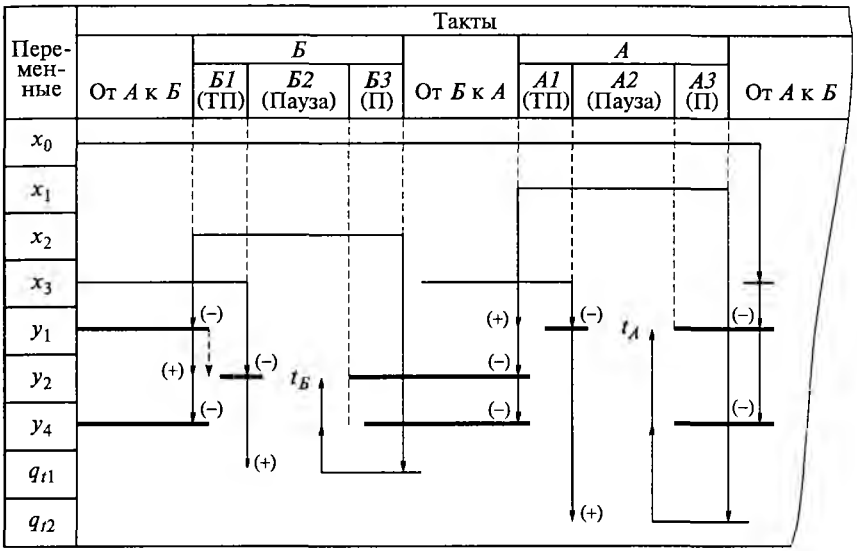


Рис. 3.17. Циклограмма электропривода для двухпозиционного перемещения РО

Составляем формулы с использованием функций включения и отключения. Для переменных q_{t2} и q_{t1}

$$S'_{q2} = \bar{x}_3;\ S''_{q2} = x_2;\ q_{t2} = \bar{x}_3 x_2[+t_{\text{вкл}}];$$

$$S'_{q1} = \bar{x}_3;\ S''_{q1} = x_1;\ q_{t1} = \bar{x}_3 x_1[+t_{\text{вкл}}].$$

Для переменной y_2 объединяем оба периода включения в один общий период с функциями включения и отключения $S'_{y2} = (x_2 + y_2)$, $S''_{y2} = \bar{x}_1$. Для исключения ложного срабатывания на такте *Б2* вводим дополнительную переменную $q'''_{y2} = x_3 + q_{t2}$. Тогда

$$y_2 = (x_2 + y_2)\bar{x}_1\bar{y}_1(x_3 + q_{t2}).$$

Аналогично для переменной y_1 получаем формулу

$$y_1 = (x_1 + y_1)\bar{x}_2\bar{y}_2(x_3 + q_{t1}).$$

Для исключения одновременного включенного состояния переменных y_1 и y_2 на тактах коммутации в формулы введены инверсные величины $\bar{y}_1$ и $\bar{y}_2$, выполняющие взаимную обратную блокировку.

Для переменной y_4, которая имеет в цикле также два периода включения, составляем функции включения, отключения и структурные формулы для каждого периода в отдельности. Для второго периода включения после паузы $t_Б$

$$S'_{y4,2} = q_{t2} + \bar{x}_1\bar{x}_2 = S''_{y4,2};\quad y_{4,2} = q_{t2} + \bar{x}_1\bar{x}_2;$$

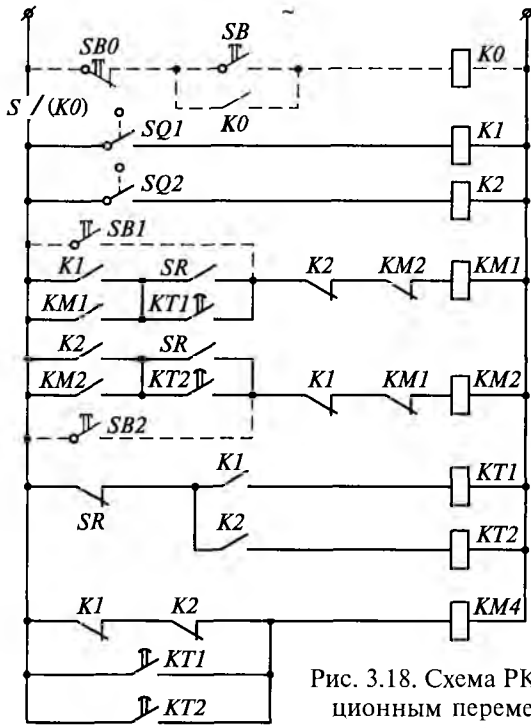


Рис. 3.18. Схема РКСУ двухпозиционным перемещением РО

для первого периода включения после паузы t_A

$$S'_{y4,1} = q_{t1} + \bar{x}_1\bar{x}_2 = S''_{y4,1}; \quad y_{4,1} = q_{t1} + \bar{x}_1\bar{x}_2.$$

Для всего цикла $y_4 = y_{4,1} + y_{4,2} = q_{t1} + q_{t2} + \bar{x}_1\bar{x}_2$.

По полученному аналитическому алгоритму, состоящему из пяти формул соответственно для q_{t1}, q_{t2}, y_1, y_2, y_4, составляем схему реализации системы управления, т.е. выполняем структурный синтез. Схема варианта системы управления на релейно-контакторной аппаратуре приведена на рис. 3.18.

Сигналы x_0, q_{t1}, q_{t2} создаются соответственно ключом *S* реле времени *KT1* и *KT2*. Реле *K1* и *K2* размножают контакты путевых выключателей *SQ1* и *SQ2*. Построенная система управления выполняет только автоматический цикл, который может начинаться из позиции *А* или *Б*. При обнулении сигнала x_0 при движении РО между *А* и *Б* двигатель отключается от сети и тормозится выбегом за счет момента нагрузки. Чтобы иметь возможность из этого положения пустить двигатель в том или ином направлении, можно ввести в схему кнопки *SB1* и *SB2* с замыкающими контактами, шунтирующими контакты *K1*, *SR* в цепи *KM1* и *K2*, *SR* в цепи *KM2*. Вместо ключа *S*, разрешающего работу электропривода, можно использовать реле *K0*, управляемое кнопками *SB0* и *SB*.

3.5. Построение ДЛСУ на основе цифровых узлов

3.5.1. Логические системы управления на основе программируемой логической матрицы

Построение ДЛСУ относится ко второй части синтеза — структурному синтезу на основе цифровой элементной базы для сложных технологических циклов движения электроприводов. Система управления на релейных или простых логических элементах (ЛЭ) оказывается нецелесообразной из-за требуемого большого числа этих элементов, что усложняет их монтаж, ухудшает массогабаритные и надежностные показатели. Переход к микросхемам средней интеграции, т. е. к комплексным ЛЭ, объединяющим в одном корпусе целый логический узел, сокращает число элементов и повышает надежность системы управления.

Проанализируем построение логических систем управления (ЛСУ) с использованием некоторых типовых цифровых узлов. В качестве первого из них рассмотрим программируемую логическую матрицу.

Как устройство управления программируемая логическая матрица (ПЛМ) состоит из нескольких блоков (рис. 3.19). Основу данного устройства составляет собственно ПЛМ —микросхема PLM, выполняющая операции И, ИЛИ, НЕ, с помощью которых можно реализовать любую логическую функцию. Связь логических переменных ПЛМ с физическими входными воздействиями, поступающими на объект управления — электропривод, осуществляют узлы ввода (УВ1) и вывода (УВ2). Функция памяти реализуется с помощью обратных связей, а функцию задержки времени выполняет отдельный узел УВ3. Структурная схема ПЛМ представляет собой блочный вариант выполнения конечного автомата.

В составе ПЛМ две логические матрицы — МЛ1, реализующая функцию И, и МЛ2, реализующая функцию ИЛИ. Выходная переменная z_j на j-м выходе МЛ1 определяется конъюнкцией вход-

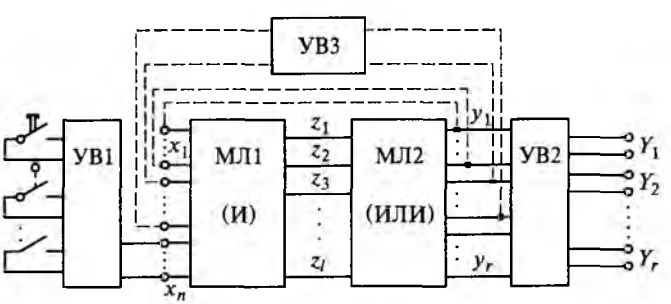


Рис. 3.19. Общая схема ПЛМ

ных переменных x_i тех входов $i = 1, 2, ..., m$, для которых есть электрическая связь с j-м выходом, т.е.

$$z_j = x_1 x_2 \cdot \ldots \cdot x_m, \tag{3.15}$$

где $m \in n$, а n — общее число входов МЛ1; $j = 1, 2, ..., l$, а l — общее число выходов МЛ1.

Выходная переменная y_i на i-м выходе МЛ2 определяется дизъюнкцией переменных тех входов $j = 1, 2, ..., k$, для которых есть электрическая связь с i-м выходом, т.е.

$$y_i = z_1 + z_2 + \ldots + z_k, \tag{3.16}$$

где $k \in l$, $i = 1, 2, ..., r$, а r — общее число выходов МЛ2.

Электрические соединения в МЛ1 и МЛ2 могут выполняться различными способами в зависимости от технологии исполнения ПЛМ. Для каждой входной и выходной переменных логических матриц имеются соответствующие взаимно перпендикулярные шины, которые соединяются между собой диодами или триодами.

Рассмотрим вариант диодного соединения шин. Для матрицы МЛ1 выходная диодная шина выполняет функцию И (рис. 3.20, *а*). Из приведенной схемы следует, что на данной шине единичный логический сигнал, равный напряжению $U_{п1}$, появляется только тогда, когда на всех катодах соединительных диодов также име-

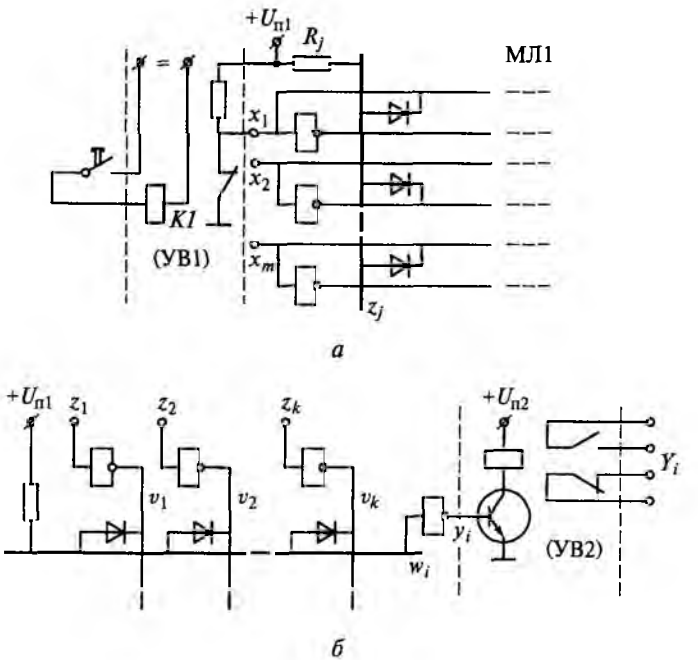


Рис. 3.20. Диодные шины И (*а*) и ИЛИ (*б*)

ются единичные сигналы. При появлении логического нуля хотя бы на одном из катодов сигнал на выходной шине обнуляется. Падение напряжения на резисторе R_j практически равно $U_{п1}$. Таким образом, j-я выходная шина матрицы МЛ1 выполняет логическую функцию И: $z_j = x_1\bar{x}_2 \cdot \ldots \cdot x_m$.

Аналогично функционирует диодная выходная шина ИЛИ матрицы МЛ2 (рис. 3.20, *б*). Относительно внутренних переменных v_i и w_i согласно схеме шина выполняет функцию И: $w_i = v_1 v_2 \cdot \ldots \cdot v_k$.

Так как $v_1 v_2 \cdot \ldots \cdot v_k = \bar{z}_1\bar{z}_2 \cdot \ldots \cdot \bar{z}_k = z_1 + z_2 + \ldots + z_k = w_i$, то $y_i = \bar{w}_i = z_1 + z_2 + \ldots + z_k$, т.е. с учетом инверсных элементов на входах и на выходе диодная шина выполняет логическую функцию ИЛИ.

Рассмотрим пример построения узла ДЛСУ на основе ПЛМ. Пусть задана реализуемая циклограмма узла, полученная синтезом в примере 1 (см. рис. 3.11).Циклограмме соответствуют структурные формулы, в которых переменные состояния q_1 и q_2 примем за выходные переменные:

$$y_1 = q_1 = (x + q_1)(\bar{x} + \bar{q}_2);$$
$$y_2 = q_2 = (\bar{x} + q_2)(x + q_1).$$

Приведем данные формулы к виду ДНФ:

$$y_1 = q_1 = q_1\bar{x} + x\bar{q}_2 + q_1\bar{q}_2 = z_1 + z_2 + z_3;$$
$$y_2 = q_2 = q_2 x + \bar{x}q_1 + q_1 q_2 = z_4 + z_5 + z_6.$$

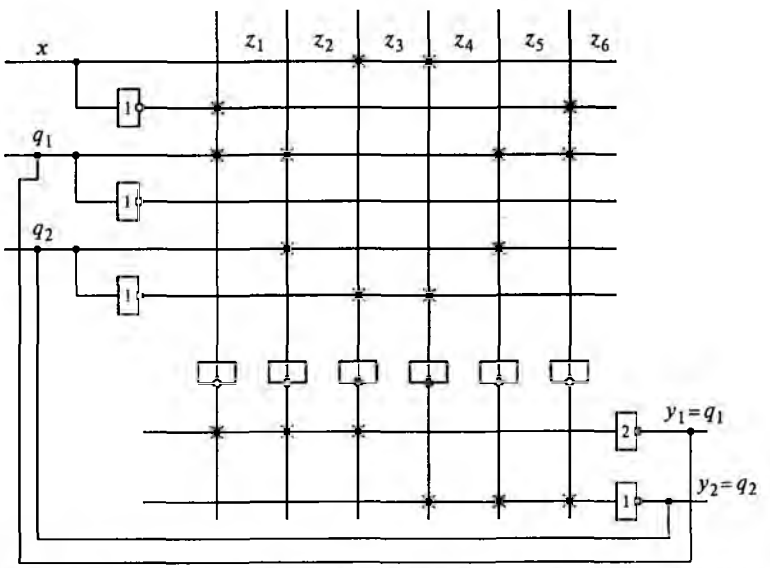


Рис. 3.21. Схема соединения шин ПЛМ для заданного алгоритма управления

Для реализации функций y_1 и y_2 на ПЛМ потребуется шесть входных и шесть выходных шин матрицы МЛ1 и две выходные шины матрицы МЛ2 (рис. 3.21). Электрические соединения указанных шин изображены крестиками.

Достоинство построения ЛСУ на основе ПЛМ — высокое быстродействие за счет параллельного принципа работы и простота реализации ЛСУ. К недостаткам следует отнести элементную избыточность по числу шин и исходных электрических соединений, а также необходимость в замене ПЛМ при изменении алгоритма управления.

3.5.2. Логические системы управления на основе аппаратного контроллера

Такие микросхемы как мультиплексор *MS* и демультиплексор или дешифратор *DC* в сочетании со счетчиком *CT* позволяют построить достаточно простой аппаратный контроллер (АК) для автоматизации работы электроприводов в технологических циклах (рис. 3.22). Идея построения АК состоит в том, чтобы непосредственно по исходной циклограмме без перехода к структурным формулам реализовать необходимый алгоритм управления. В подразд. 3.3 было показано, что для реализуемости циклограммы достаточно создать на всех ее устойчивых тактах разные состояния. Данную задачу в АК выполняет счетчик, который переключается передним фронтом выходного импульса мультиплексора на каждом устойчивом такте цикла. При этом на выходе счетчика формируется вектор состояния АК $Q_i[n]$, который подается на вход дешифратора и на адресный вход мультиплексора. В каждом такте на соответствующем выходе *DC* появляется единичное значение переменной q_i. При смене такта логическая единица переходит от выхода q_i к выходу q_{i+1}. Требуемый на каждом такте согласно

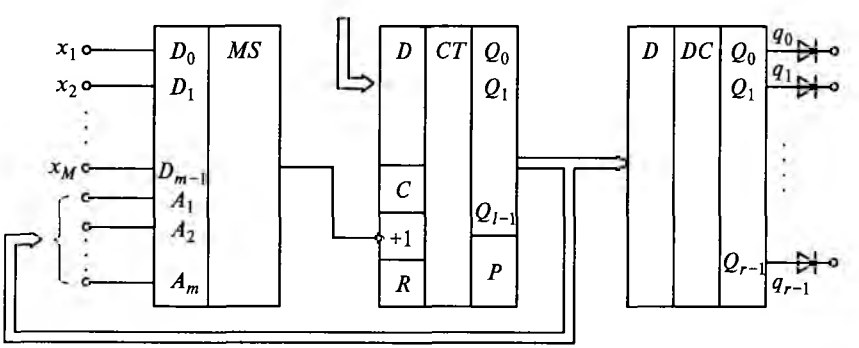


Рис. 3.22. Схема аппаратного контроллера

исходной циклограмме набор выходных переменных создается аппаратным способом — соответствующими набору диодными соединениями выходов *DC*. Входные независимые переменные $x_1, x_2, ..., x_M$ от датчиков и командных ключей поступают на *MS* с *m* адресными и *M* информационными входами $M = 2^m$. Если переход к следующему такту должен осуществляться обнулением сигнала x_i, то на данный вход *MS* вводится инвертор. В конце цикла счетчик должен обнуляться, устанавливая исходное состояние системы управления. Если емкость счетчика $N_{CT} = 2^n$ больше требуемого числа переключений в цикле $N_ц$, то в начале цикла можно предварительно записать в *CT* число $N_D = N_{CT} - N_ц$. Без предварительной записи N_D можно заставить *CT* обнулиться, подав на свободные входы *MS* единичный сигнал. Числа разрядов *MS*, *CT*, *DC* согласуются между собой: $n_{MS} = n_{CT} = n_{DC}$.

При изменении задачи управления изменяются электрические соединения входов и выходов АК, т. е. программирование АК осуществляется аппаратным путем, что отражено в названии данного контроллера.

Рассмотрим пример реализации циклограммы на основе АК. Используем исходную циклограмму примера 5 подразд. 3.4, дополненную сигналами переключений счетчика (рис. 3.23). Пусть исходное положение рабочего органа — позиция *A* при отключенном сигнале x_0, разрешающем движение. Начало цикла — $x_0 = 1$, конец цикла — $x_0 = 0$. Расставим на циклограмме моменты переключения выходных переменных ∇1, ∇2, ..., ∇8.

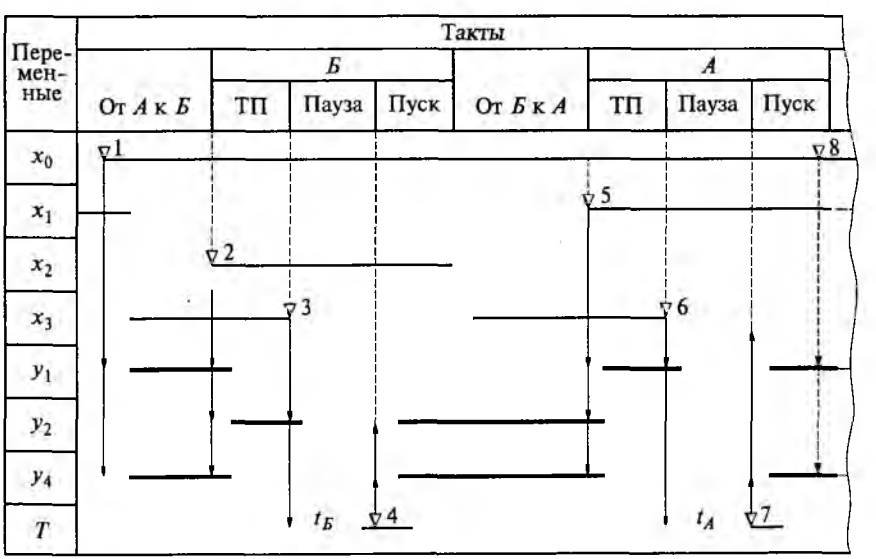


Рис. 3.23. Исходная циклограмма для реализации ЛСУ на основе аппаратного контроллера

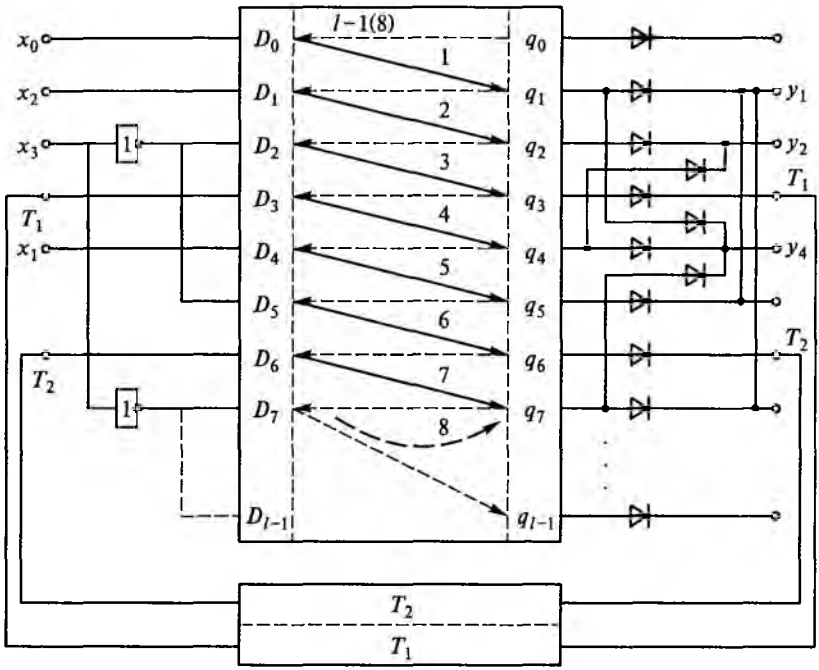


Рис. 3.24. Схема соединений входов и выходов аппаратного контроллера, реализующего заданный алгоритм управления

Для анализа работы АК представим его упрощенно в виде многополюсника с числом входов D_i и выходов q_i, равным числу переключений в цикле (рис. 3.24). Входные переменные располагаются в порядке очередности переключений в цикле: x_0, x_2, $\bar{x}_3$, T_1, x_1, $\bar{x}_3$, T_2. Выходные переменные включаются и отключаются поочередно. Чтобы сохранить на последующем такте единицу на выходе, включенном на предыдущем такте, требуется подать на него через диод единичный сигнал с включаемого выхода. При необходимости одновременного включения на одном такте нескольких выходов требуется соединить их через диоды.

Стрелками с номерами переключений на рис. 3.24 показан перевод выходного сигнала в единичное состояние нарастающим фронтом соответствующего входного сигнала.

Движение РО начинается после появления $x_0 = 1$. На выходе q_1 появляется единичный сигнал $y_1 = 1$. Через диодную связь приобретает единичное значение y_4. Переключение $\nabla 2$ обнуляет переменные y_1 и y_4 и включает y_2. Происходит торможение противовключением. Переключение $\nabla 3$ отключает y_2 и включает таймер T_1, который после отсчета времени паузы $t_Б$ сигналом на входе T_1 включает вновь y_4 и через диодную связь — y_2. Осуществляется пуск и движение РО от позиции *Б* к позиции *А*. Далее переключе-

ния ∇5, ∇6, ∇7 обеспечивают режим движения и паузы в позиции *Б*, аналогичный режиму в позиции *А*. Переключение ∇8 возвращает АК в исходное состояние при $x_0 = 0$, когда РО находится без движения в позиции *А*.

3.5.3. Логические системы управления на основе программируемого логического контроллера

Рассмотренный аппаратный способ реализации ЛСУ на основе простых и быстродействующих управляющих средств типа ПЛМ и АК оказывается достаточно эффективным для выполнения электроприводом жестко регламентированных технологических циклов. В данных циклах задача управления неизменна. Примером могут служить технологические линии массового изготовления одних и тех же деталей или сборки одних и тех же изделий. Однако в гибких производствах мелкосерийной продукции технологические циклы могут изменяться, следовательно, должны изменяться алгоритмы управления движением рабочих органов производственной установки. Для этого требуется частичная замена аппаратуры и ее электрических соединений. Более эффективным средством в данном случае является программный способ выполнения алгоритма управления на базе универсального управляющего устройства.

В программном способе логические функции, составляющие алгоритм управления, формируются последовательным применением операций И, ИЛИ, НЕ. В принципе для этого требуется всего один логический элемент (ЛЭ) И с двумя входами, один ЛЭ ИЛИ с двумя входами, два ЛЭ НЕ, а также некоторые дополнительные элементы, обеспечивающие процесс последовательного формирования логических функций. Меньшее число ЛЭ, что имеет место при сложных алгоритмах управления, и возможность изменять алгоритм управления — достоинства программного способа по сравнению с аппаратным. Из-за последовательного принципа формирования алгоритма программный способ уступает по быстродействию аппаратному, использующему параллельный принцип. Однако развитие современной элементной базы, выполняющей последовательные операции, ведет к резкому повышению быстродействия.

Выполним синтез простого программируемого логического контроллера (ПЛК) на основе рассмотренного в подразд. 3.1 метода типовых узлов. Имеется в виду выполнение структурного синтеза, когда алгоритм управления в виде структурных формул предварительно получен на основе абстрактного синтеза конечного автомата. Исходными данными для построения ПЛК являются:

число входных переменных x_i — m;

число переменных состояния q_i — l;

число выходных переменных y_i — r;

язык алгоритмов управления — структурные формулы алгебры логики.

Значения параметров m, l, r определяются алгоритмами управления, которые предполагается реализовать на ПЛК. Чем сложнее алгоритм, чем больше для него требуется входных сигналов от датчиков и выходных управляющих сигналов, тем больше значения m, l, r. В составе ПЛК можно выделить следующие блоки (рис. 3.25):

устройства ввода (УВ1) и вывода (УВ2) соответственно для входных и выходных логических переменных;

логическое устройство (ЛУ), выполняющее операции И, ИЛИ, ПОВТОР;

запоминающее устройство (ЗУ) для запоминания промежуточных переменных q_i в процессе формирования выходных функций;

устройство задержки времени — таймер (Т) для создания пауз в циклах;

программное запоминающее устройство (ПЗУ) для хранения команд, формирующих алгоритм управления;

управляющее устройство (УУ), осуществляющее согласованную последовательность работы всех составных частей ПЛК.

В свою очередь, каждое выделенное устройство ПЛК можно рассматривать как укрупненный функциональный узел одного или нескольких более простых типовых узлов. Задача синтеза ПЛМ — на основании операций, выполняемых частями ПЛМ, определить и выбрать типовые узлы — известные микросхемы и составить

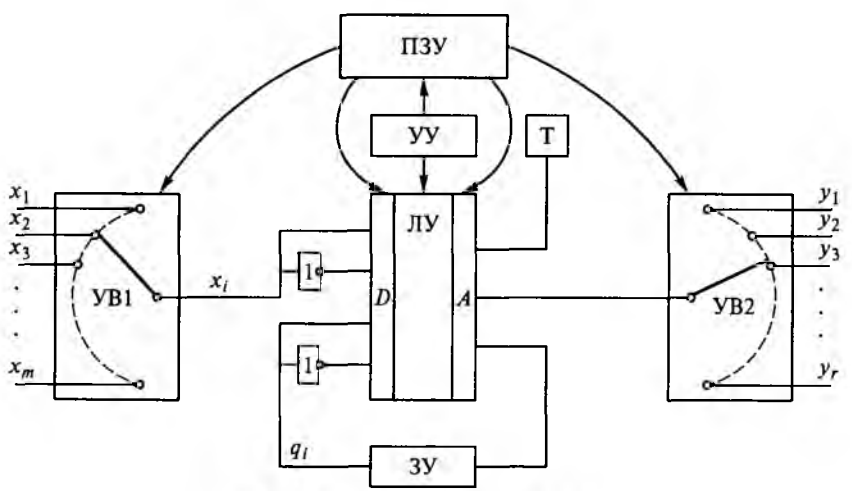


Рис. 3.25. Блочная схема ПЛК

Таблица 3.3

Операции ПЛК и узлы, их выполняющие

Операция	Узел
1. Выбор одной переменной x_i из m входных	Узел ввода (УВ1) — мультиплексор (MS) ($m \times 1$)
2. Выбор одной переменной D из четырех — x, $\overline{x}$, q, $\overline{q}$	Переключатель переменных (ПП) — MS (4×1)
3. Выбор для переменной D одной из трех операций — ПОВТОР, И, ИЛИ	Переключатель операций (ПО) — демультиплексор (DMS) (1×3)
4. Выполнение логической операции и сохранение результата A до последующей операции	Логический оператор (ЛО) — элементы ПОВТОР, И, ИЛИ, D-триггер
5. Выбор для A одного из трех устройств — ЗУ, УВ2, Т	Переключатель вывода (ПВ) — DMS (1×3)
6. Вывод A в одно из трех устройств — ЗУ, УВ2, Т	Узлы ЗУ, УВ2, Т — $DMS + RG + MS$, $DMS + RG$, Т
7. Хранение программы выполнения операций в форме команд	Узел ПЗУ — программируемое постоянное запоминающее устройство + регистр памяти ($ROM + RG$)
8. Поочередное выполнение команд, хранящихся в ПЗУ	Узел управления (УУ)

схему их соединений. В табл. 3.3 представлены операции, возлагаемые на ПЛМ, и соответствующие им узлы. Для всех узлов, кроме таймера и узла управления, указаны типы микросхем, на которых они могут быть выполнены.

Рассмотрим взаимодействие узлов ПЛК, осуществляемое с помощью узла управления. В ПЗУ в форме команд записаны операции, которые должны выполняться соответствующими узлами для формирования алгоритма управления. В трех логических операциях (ПОВТОР, И, ИЛИ) может участвовать любая переменная из четырех — x, $\overline{x}$, q, $\overline{q}$ (операции 2 и 3 в табл. 3.3). Следовательно, потребуется $3 \times 4 = 12$ команд. Чтобы направить результат операций на один из трех узлов — УВ2, ЗУ, Т (операции 5 и 6 в табл. 3.3), необходимы три команды. Для завершения цикла последовательного формирования выходных переменных ПЛК потребуется еще одна команда.

Таким образом, синтезируемый ПЛК должен иметь $12 + 3 + 1 = 16$ команд операций (КО). Команды поступают на адресные

входы: a_1, a_2 узла ПП, a_3, a_4 узла ПО, a_5, a_6 узла ПВ. Следовательно, одна команда операций займет шесть разрядов:

$$\text{КО}_i = \{a_{1i}\ a_{2i}\ a_{3i}\ a_{4i}\ a_{5i}\ a_{6i}\}.$$

Команды операций охватывают внутренние узлы ПП, ПО, ЛО, ПВ, входящие в состав логического устройства (ЛУ) (см. рис. 3.25). На остающиеся узлы — УВ1 с m входными переменными x_i, УВ2 с r выходными переменными y_i, ЗУ с l запоминаемыми переменными q_i — должны подаваться команды адресов (КА), определяющие переменные x_i, y_i, q_i. Для определения данных адресов потребуется $m + r + l$ команд.

Примем для простоты, что $m = r = l = 4$. Тогда потребуется всего 12 команд. Данные команды поступают на входы: a_7, a_8 узла УВ1, a_9, a_{10} узла УВ2, a_{11}, a_{12} узла ЗУ. Следовательно, одна команда адреса займет шесть разрядов:

$$\text{КА}_i = \{a_{7i}\ a_{8i}\ a_{9i}\ a_{10i}\ a_{11i}\ a_{12i}\}.$$

Таким образом, для результирующей команды контроллера КК_i ПЛК потребуется 12 разрядов:

$$\text{КК}_i = \{\text{КО}_i\text{КА}_i\} = \{a_{1i}a_{2i}\ldots a_{12i}\}.$$

Для выполнения каждой команды, находящейся в ПЗУ, узел управления должен осуществить три разделенных по времени действия:

определить в ПЗУ очередную команду по сигналу C_1;

вывести команду из ПЗУ и подать на соответствующий узел по сигналу C_2;

выполнить команду по сигналу C_3.

Для осуществления данных действий в составе УУ должны быть генератор синхронизирующих сигналов c_1, c_2, c_3 (ГСС) и счетчик команд (СК), определяющий номер очередной команды в ПЗУ.

Выделенные в составе ПЛК все узлы электрически соединяются между собой информационными входами и выходами соответствующих микросхем. По этим связям проходят сигналы от входа до выхода, формируя выходные переменные y_i — управляющие сигналы ПЛК. На основании составленной табл. 3.3 и с учетом приведенных пояснений по функциональному назначению и действию узлов ПЗУ и УУ можно детализировать исходную блочную схему ПЛК, изобразив все ее составляющие узлы и их соединения (рис. 3.26). Электронные ключи *K1*, *K2*, *K3* выполняют функции:

обнуления СК в конце каждого программного цикла (*K1*);

прерывания работы СК на время паузы в технологическом цикле (*K2*);

блокирования элемента ИЛИ в узле ЛО при выполнении операций ПОВТОР, И (*K3*).

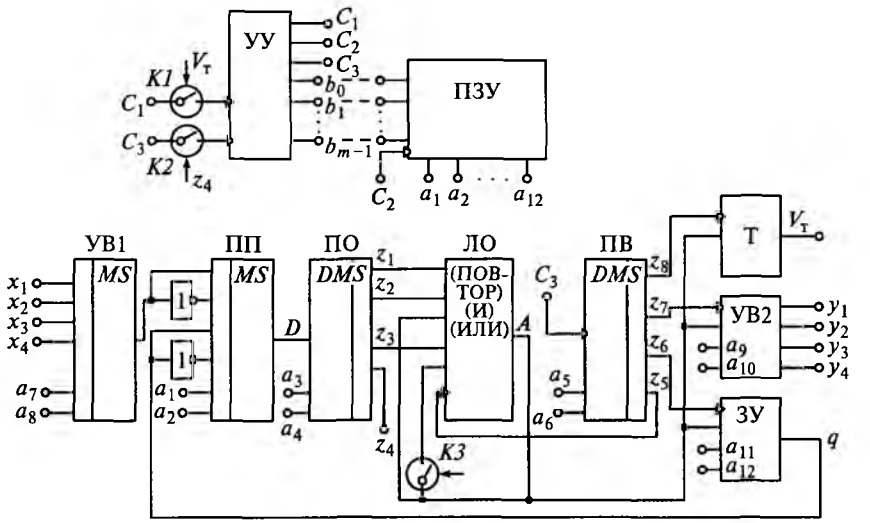


Рис. 3.26. Функциональная схема ПЛК

Выходная переменная узла ПП определяется по структурной формуле мультиплексора (*MS*):

$$D = \bar{a}_1\bar{a}_2x + a_1\bar{a}_2\bar{x} + \bar{a}_1a_2q + a_1a_2\bar{q}.$$

Выходные переменные узлов ПО и ПВ определяются по формулам демультиплексора (*DMS*):

$$z_1 = \bar{a}_3\bar{a}_4D;\ z_2 = a_3\bar{a}_4D;\ z_3 = \bar{a}_3a_4D;\ z_4 = a_3a_4D;$$
$$z_5 = \bar{a}_5\bar{a}_6C_3;\ z_6 = a_5\bar{a}_6C_3;\ z_7 = \bar{a}_5a_6C_3;\ z_8 = a_5a_6C_3.$$

На вход узла ПВ подается не информационный сигнал A, а синхронизирующий сигнал C_3, который появляется на одном из выходов ПВ и вводит значение A в один из узлов ЗУ, УВ2, Т. Такая схема позволяет сохранить помещенное значение A в указанных узлах в течение интервала времени до нового обращения к выбранному узлу.

В качестве типовых узлов в составе ПЛК используются отдельные микросхемы или их объединения. Схема узла ЛО в составе ЛУ содержит элементы И, ИЛИ и D-триггер (рис. 3.27).

Для узла ПЗУ может быть использовано перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство (*PROM*), которое состоит из микросхемы, объединяющей дешифратор (*DC*) с перепрограммируемой триодной матрицей, и выходного регистра (рис. 3.28). Набор значений m входных переменных *DC* активизирует одну из 2^m горизонтальных шин ПЗУ. На выходных вертикальных шинах ПЗУ выделяются нули на тех разрядах, которые электрически соединены с активизированной горизонтальной шиной. На выходе

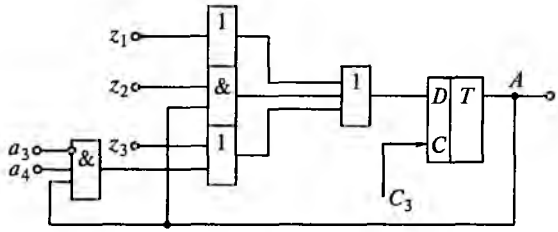


Рис. 3.27. Схема узла ЛО

регистра выделяется команда $КК_i$. Все команды операций и адресов представлены в виде двух таблиц (табл. 3.4 и 3.5). Символом × в них отмечены значения (могут быть 0 или 1), которые не влияют на данные команды.

Наборы переменных B_i на входе ПЗУ, определяющие очередной номер команды, поступают от счетчика команд, входящего в состав узла управления (УУ) (рис. 3.29, *а*). Генератор синхронизирующих сигналов (ГСС) в УУ можно составить из двух микросхем — генератора тактовых импульсов (ГТИ) и кольцевого счетчика (КС). Циклограмма работы ГСС показана на рис. 3.29, *б*.

Узлы входа и выхода УВ1, УВ2 выполнены на типовых микросхемах (рис. 3.30). Для УВ1 (мультиплексор *MS* 4×1) выходная переменная x_i определяется по формуле:

$$x = \bar{a}_7\bar{a}_8x_1 + a_7\bar{a}_8x_2 + \bar{a}_7a_8x_3 + a_7a_8x_4.$$

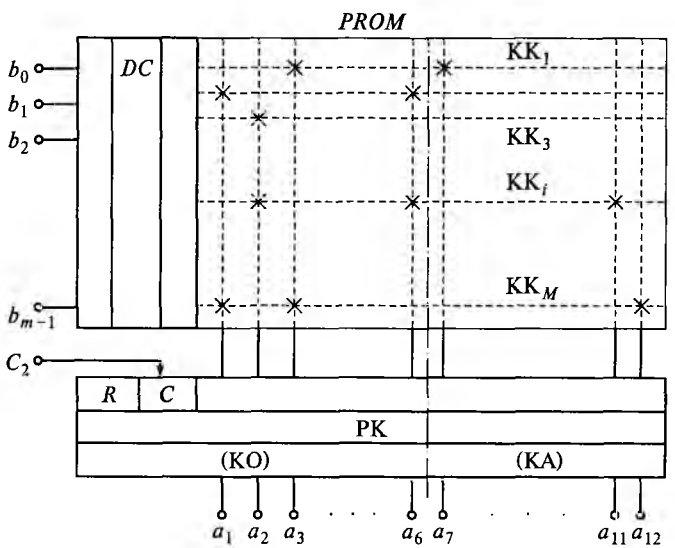


Рис. 3.28. Схема узла ПЗУ

Таблица 3.4

Коды и команды логических операций

Код команды операций	Набор переменных команды операций						Сигналы z_i	Логическая операция	Комментарий
	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6			
$КО_1$	0	0	0	0	0	0	$z_1 = x$	$x \to A$	Функция ПОВТОР ($A = z_1$)
$КО_2$	1	0	0	0	0	0	$z_1 = \bar{x}$	$\bar{x} \to A$	
$КО_3$	0	1	0	0	0	0	$z_1 = q$	$q \to A$	
$КО_4$	1	1	0	0	0	0	$z_1 = \bar{q}$	$\bar{q} \to A$	
$КО_5$	0	0	1	0	0	0	$z_2 = x$	$xA \to A$	Функция И ($A = z_2 A$)
$КО_6$	1	0	1	0	0	0	$z_2 = \bar{x}$	$\bar{x}A \to A$	
$КО_7$	0	1	1	0	0	0	$z_2 = q$	$qA \to A$	
$КО_8$	1	1	1	0	0	0	$z_2 = \bar{q}$	$\bar{q}A \to A$	
$КО_9$	0	0	0	1	0	0	$z_3 = x$	$x + A \to A$	Функция ИЛИ ($A = z_3 + A$)
$КО_{10}$	1	0	0	1	0	0	$z_3 = \bar{x}$	$\bar{x} + A \to A$	
$КО_{11}$	0	1	0	1	0	0	$z_3 = q$	$q + A \to A$	
$КО_{12}$	1	1	0	1	0	0	$z_3 = \bar{q}$	$\bar{q} + A \to A$	
$КО_{13}$	×	×	×	×	1	0	$z_6 = 1$	$A \to$ ЗУ	Загрузка A в ЗУ, УВ2, Т
$КО_{14}$	×	×	×	×	0	1	$z_7 = 1$	$A \to$ УВ2	
$КО_{15}$	×	×	×	×	1	1	$z_8 = 1$	$A \to$ Т	
$КО_{16}$	×	×	1	1	×	×	$z_4 = 1$	СК $\div$ 0	

Для УВ2 (*DMS* 1×4, *RG*) выходные переменные z_i *DMS* определяются по формулам:

$$z_9 = \bar{a}_9 \bar{a}_{10} A;\ z_{10} = a_9 \bar{a}_{10} A;\ z_{11} = \bar{a}_9 a_{10} A;\ z_{12} = a_9 a_{10} A,$$

а выходные переменные y_i *RG* — по формуле

$$y_i[n] = C_3 A + \bar{C}_3 y_i[n-1],$$

где $i = 1, \ldots, 4$.

Узел ЗУ (*DMS* + *RG* + *MS*) отличается от УВ только добавлением мультиплексора для выходной переменной *q*.

Устройство задержи времени — таймер (Т) в зависимости от требуемой временной паузы в технологическом цикле может быть выполнен на различной элементной базе. Но при любом исполнении Т принцип его взаимодействия с ПЛК один и тот же: при

Таблица 3.5

Коды и команды адресных операций

Код команды адресов	Набор переменных команды адресов						Адресная операция	Комментарий
	a_7	a_8	a_9	a_{10}	a_{11}	a_{12}		
$КА_1$	0	0	×	×	×	×	$D \to x_1$	Выбор переменной x_i из УВ1
$КА_2$	1	0	×	×	×	×	$D \to x_2$	
$КА_3$	0	1	×	×	×	×	$D \to x_3$	
$КА_4$	1	1	×	×	×	×	$D \to x4$	
$КА_5$	×	×	0	0	×	×	$A \to y_1$	Загрузка A в УВ2
$КА_6$	×	×	1	0	×	×	$A \to y_2$	
$КА_7$	×	×	0	1	×	×	$A \to y_3$	
$КА_8$	×	×	1	1	×	×	$A \to y_4$	
$КА_9$	×	×	×	×	0	0	$A \to q_1$	Загрузка A в ЗУ
$КА_{10}$	×	×	×	×	1	0	$A \to q_2$	
$КА_{11}$	×	×	×	×	0	1	$A \to q_3$	
$КА_{12}$	×	×	×	×	1	1	$A \to q_4$	

команде $A \to$ Т и $A = 1$ таймер прерывает работу счетчика ключом *K1* (сигнал $\overline{V}_т = 0$, см. рис. 3.26) на время паузы, после которой ключ *K1* замыкается ($\overline{V}_т = 1$) и счетчик команд продолжает работу.

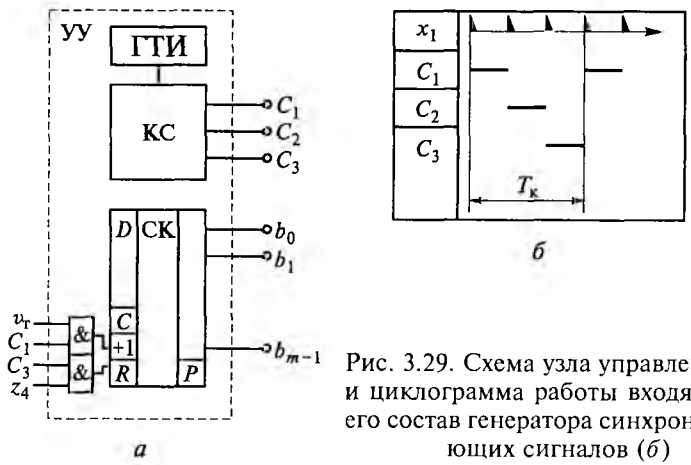


Рис. 3.29. Схема узла управления (*а*) и циклограмма работы входящего в его состав генератора синхронизирующих сигналов (*б*)

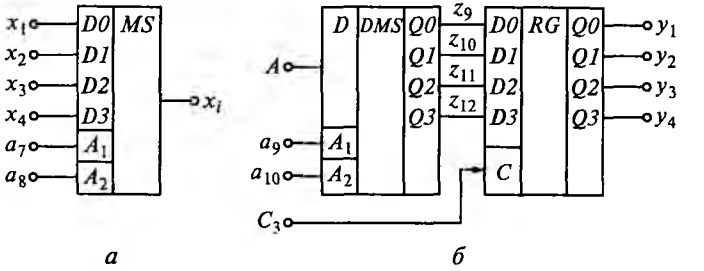


Рис. 3.30. Схемы узлов входа (*а*) и выхода (*б*)

Построенный ПЛК содержит всего 22 микросхемы (три мультиплексора, четыре демультиплексора, три регистра, два счетчика, одно ПЗУ, восемь логических элементов типа И, НЕ, ИЛИ и один триггер) и один генератор тактовых импульсов. Последовательный принцип работы ПЛК обусловливает следующее требование к его быстродействию: период цикла программы $T_п$, состоящей из n команд с периодом $T_к$ выполнения каждой команды, должен быть меньше минимального по времени такта τ_{min} в технологической циклограмме объекта управления, т.е. $T_п = T_к n < \tau_{min}$. Приближенное условие рентабельности ПЛК по сравнению с аппаратным способом управления: $T_п < 5$ мс при 1000 команд в программе.

Синтезированный ПЛК является вариантом программной реализации конечного автомата. Он прост по выполнению и по программированию на основе структурных формул алгебры логики и может решать несложные задачи автоматизации работы электроприводов в технологических циклах. Выполненный синтез ПЛК преследует в основном учебную цель — показать возможность построения методом циклограмм и типовых узлов ЛСУ не только с аппаратным, но и с программным способом управления.

Рассмотрим пример составления программы для ПЛК, реализующего заданный алгоритм ЛСУ. Пусть требуется реализовать на основе ПЛК алгоритм управления асинхронным двигателем с прямыми пуском и торможением противовключением, который осуществляет двухпозиционное перемещение рабочего органа с временной паузой в одной из двух позиций. Используем алгоритм управления, который был получен в примере 5 подразд. 3.4, исключив из него формирование паузы в позиции *А*. Тогда, оставляя паузу в позиции *Б* и используя реле скорости (переменная x_3), получим скорректированный алгоритм со следующими структурными формулами:

$$y_1 = (x_1 + y_1)\bar{x}_2\bar{y}_2x_0;$$

$$y_2 = (x_2 + y_2)\bar{x}_1\bar{y}_1x_0(x_3 + q_t);$$

$$q_t = x_2\bar{x}_3[+t_{\text{вкл}}],$$

где, как и в примере 5, x_0 — сигнал разрешения на движение; x_1, x_2 — сигналы нахождения рабочего органа соответственно в позициях A и $Б$; y_1, y_2 — сигналы движения рабочего органа соответственно от A к $Б$ и от $Б$ к A.

Таблица 3.6

Программа ПЛК

Номер $КК_t$	Логическая операция	Код команды		Комментарий
		операций	адресов	
1	$x \to A$	$КО_1$	$КА_2$	$A = x_2$
2	$\bar{x}A \to A$	$КО_6$	$КА_3$	$A = x_2\bar{x}_3$
3	$A \to$ ЗУ	$КО_{13}$	$КА_{11}$	$q = x_2\bar{x}_3$
4	$x \to A$	$КО_1$	$КА_1$	$A = x_1$
5	$q + A \to A$	$КО_{11}$	$КА_9$	$A = x_1 + q_1$, $q_1 = y_1$
6	$\bar{x}A \to A$	$КО_6$	$КА_2$	$A = (x_1 + y_1)\bar{x}_2$
7	$\bar{q}A \to A$	$КО_8$	$КА_{10}$	$A = (x_1 + y_1)\bar{x}_2(\bar{q}_2 = \bar{y}_2)$
8	$xA \to A$	$КО_5$	$КА_4$	$A = (x_1 + y_1)\bar{x}_2\bar{y}_2(x_4 = x_0)$
9	$A \to$ ЗУ	$КО_{13}$	$КА_9$	$A = q_1 = y_1$
10	$A \to$ УВ2	$КО_{14}$	$КА_5$	$A = y_1$
11	$q \to A$	$КО_3$	$КА_{11}$	$A = q_3$
12	$A \to$ Т	$КО_{15}$	—	Сигнал подан на таймер Т
13	$x \to A$	$КО_1$	$КА_2$	$A = x_2$
14	$q + A \to A$	$КО_{11}$	$КА_{10}$	$A = x_2 + q_2$, $q_2 = y_2$
15	$\bar{x}A \to A$	$КО_6$	$КА_1$	$A = (x_2 + y_2)\bar{x}_1$
16	$\bar{q}A \to A$	$КО_8$	$КА_9$	$A = (x_2 + y_2)\bar{x}_1\bar{y}_1$
17	$xA \to A$	$КО_5$	$КА_4$	$A = (x_2 + y_2)\bar{x}_1\bar{y}_1x_0$
18	$A \to$ ЗУ	$КО_{13}$	$КА_{12}$	$A = q_4$
19	$x \to A$	$КО_1$	$КА_3$	$A = x_3$
20	$q + A \to A$	$КО_{11}$	$КА_{11}$	$A = x_3 + q_3$
21	$qA \to A$	$КО_7$	$КА_{12}$	$A = y_2$
22	$A \to$ ЗУ	$КО_{13}$	$КА_{10}$	$A = q_2 = y_2$
23	$A \to$ УВ2	$КО_{14}$	$КА_6$	$A = y_2$
24	СК≒0	$КО_{16}$	—	—

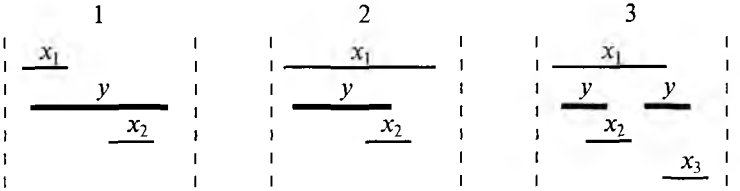
Программа ПЛК представляет собой описание последовательности необходимых действий по формированию заданных структурных формул.

Эти действия определяются командами, которыми располагает ПЛК (см. табл. 3.4 и 3.5).

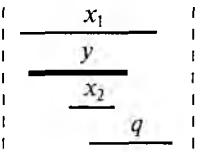
С какой формулы начать программирование, не имеет принципиального значения. В сложных программах это может сказаться только на количестве требуемых команд. Начнем с формулы для переменной q_r. На формирования q_r требуются три команды: подать x_3 на один из входов элемента И; выполнить конъюнкцию $x_2\bar{x}_3$; поместить результат в ЗУ. Далее можно перейти к формированию y_1, затем паузы t и y_2. Выполненная таким образом программа с использованием табл. 3.4 и 3.5 представлена результирующей таблицей (табл. 3.6). Для реализации заданного алгоритма достаточно иметь двухразрядные по входам УВ1, ЗУ и УВ2. Для более сложных алгоритмов требуются УВ1, ЗУ и УВ2 с большим числом разрядов, что дает возможность расширить список команд адресов в табл. 3.6.

Контрольные вопросы

1. Каковы этапы синтеза ЛСУ методом типовых узлов?
2. Сформулируйте общее условие реализуемости циклограммы ЛСУ.
3. Какие из нижеприведенных циклограмм узлов ЛСУ являются нереализуемыми? Определите дополнительные переменные, чтобы получить реализуемые циклограммы.



4. Для приведенных ниже циклограммы ЛСУ и структурных формул укажите необходимые соединения шин ПЛМ, составьте схемы входов и выходов АК, составьте программу для ПЛК.



$$q = (x_2 + q)x_1,$$

$$y = (x_2 + \bar{q})x_1.$$

5. Определите количество входов, выходов и ячеек памяти в ПЛК, а также входов и выходов в АК, необходимых для выполнения асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором двухпозиционного перемещения рабочего органа с динамическим торможением по принципу скорости и временными паузами в крайних позициях.

6. Сравните АК и ПЛК по их исполнению, быстродействию и способу программирования алгоритмов управления.

Глава 4

ЛОГИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ФАЗЗИ-ЛОГИКИ

4.1. Общие положения и принципы фаззи-логики

В предыдущих разделах рассматривались вопросы анализа и синтеза дискретных логических систем управления (ДЛСУ), построенных на двухуровневых дискретных элементах релейного типа. Данные ДЛСУ успешно решают задачи автоматизации работы электроприводов в технологических циклах и относятся к верхнему уровню управления. Методической основой построения ДЛСУ является классическая логика с булевой алгеброй. ДЛСУ в состоянии решать и некоторые задачи нижнего уровня управления, выполняя функцию регулятора с несложным нелинейным алгоритмом релейного действия.

Рассмотрим пример такого регулятора для электропривода, осуществляющего режим позиционирования, т.е. перемещения рабочего органа в некоторую позицию, в которой должно быть достигнуто положение равновесия. Для данного режима можно составить следующий алгоритм управления [3]: если знак отклонения $\Delta x = x - x_{уст}$ рабочего органа от установившегося положения равновесия $x_{уст}$ и знак производной отклонения $\Delta \dot{x}$ совпадают, то рабочий орган удаляется от положения равновесия и требуется большое управляющее воздействие $U_у$ с противоположным знаком. Если же знаки Δx и $\Delta \dot{x}$ различны и значение скорости достаточно, то управляющее воздействие $U_у$ может быть равно нулю. Данный алгоритм можно представить тремя математическими условиями:

ЕСЛИ $\Delta x \geq a$ И $\Delta \dot{x} = \dot{x} \geq -b$, ТО $U_у = -1$;
ЕСЛИ $\Delta x \leq a$ И $\Delta \dot{x} \leq b$, ТО $U_у = 1$;
ИНАЧЕ $U_у = 0$.

Единичные значения $U_у$ следует понимать как максимальные логические уровни с разными знаками, соответствующие необходимому значению физического управляющего воздействия.

Если принять за объект управления шарик, перемещающийся по некоторой поверхности, а за управляющее воздействие $U_у$ силу, прикладываемую к шарику (рис. 4.1, *а*), то сформулированные условия представляют собой необходимые условия устойчивости объекта управления в положении равновесия. В совокупности данные условия будут и достаточными, но при наличии силы трения. Для более общего случая объекта управления, например, слож-

ной электромеханической системы, совокупность сформулированных условий сохраняется как приближенное условие устойчивости, которое может быть экспериментально или расчетно скорректировано в отношении параметров a, b, U_y. Для значений нелинейной функции управления U_y в плоскости Δx, $\Delta \dot{x}$ выделены три области (рис. 4.1, *б*). Если в начальный момент времени объект управления (шарик) находится на расстоянии от положения равновесия $\Delta x_{нач} < -a$ и имеет скорость $\Delta \dot{x}_{нач} > b$, то согласно алгоритму управления $U_y = 0$ и движение шарика будет продолжаться до положения $\Delta x = a$ с неизменной скоростью $\Delta \dot{x} = \Delta \dot{x}_{нач}$ при отсутствии трения или с уменьшающейся скоростью при его наличии. В момент $\Delta x = a$ управляющее воздействие $U_y = -1$, начинается торможение, а затем движение в обратном направлении. Шарик будет совершать затухающие колебания вокруг положения равновесия, пока не остановится где-то внутри интервала $[-a, a]$.

Реализация алгоритма управления схематично представлена на рис. 4.1, *в*. Непрерывные входные воздействия регулятора преобразуются компараторами в двухуровневые логические переменные U_1, U_2 и V_1, V_2, а выходные логические переменные U и V

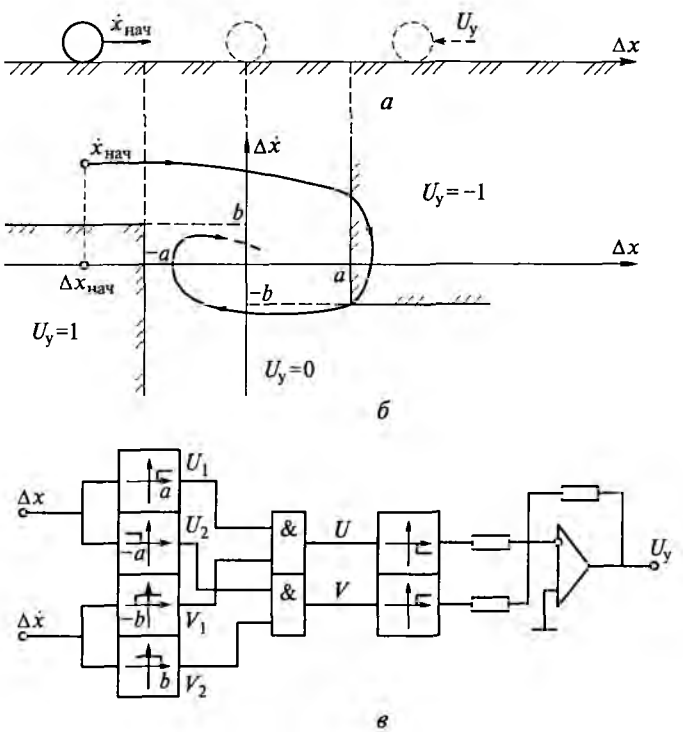


Рис. 4.1. Объект управления (*а*), фазовый портрет его движения (*б*) и схема реализации логического алгоритма управления (*в*)

после преобразования в аналоговые сигналы выделяются усилителем как напряжение управления U_y, имеющее одно из трех значений: $-U_y$, U_y, 0. Достоинствами логической формы алгоритма управления можно считать простоту ее выражения и отсутствие требования иметь аналитическое описание объекта управления.

Недостатками приведенного алгоритма являются колебательный характер движения положения равновесия и возникновение режима автоколебаний при моменте трения, равном нулю.

Причина колебаний вокруг положения равновесия — отсутствие необходимого управления в зоне, где $U_y = 0$. Это следствие ограниченной регулирующей возможности двухуровневой жесткой логики.

Недостаток данного алгоритма, построенного на основе классической жесткой логики, можно устранить, если использовать так называемую фаззи-логику. На ее основе можно обеспечить устойчивое высококачественное позиционирование и при отсутствии момента трения. Данная глава посвящена понятию и принципам фаззи-логики и системам фаззи-управления электротехническими объектами на ее основе.

Фаззи-логика в переводе с английского — нечеткая, нежесткая, приближенная логика. Родившаяся в 60-е годы прошлого века как развитие теории множеств применительно к информационным системам [30], она находит сегодня все большее применение в различных технических системах как средство управления. Применительно к электроприводу фаззи-логика используется для определенного класса задач управления как нижнего, так и верхнего уровней. Что же такое фаззи-логика (ФЛ) и чем она отличается от классической логики, начала которой были заложены еще древнегреческим философом и ученым Аристотелем? Классическая логика с двумя качественными или количественными уровнями (истинно — ложно, да — нет, единица — ноль) не позволяет описать многообразие, многоцветность мира и ассоциативный (объединяющий в общие понятия) способ мышления человека. Этот пробел выполняет ФЛ, использующая многоуровневое представление физических величин и утверждений (табл. 4.1).

В классической логике физические величины и утверждения делятся жестко, бескомпромиссно на два уровня. В фаззи-логике кроме крайних двух уровней имеются и промежуточные, при этом переход от одного уровня к другому не резкий, а с перекрытием соседних уровней. Для определенных физических величин и фактов их двухуровневое классическое представление «истинно — ложно», «да — нет» полностью справедливо и точно. Например, на вопрос, движется ли рабочий орган, можно ответить только однозначно «да» или «нет». Но на вопрос, как движется рабочий орган (быстро, медленно, очень медленно), двухуровневая логика не дает ответ, а фаззи-логика позволяет его получить.

Таблица 4.1

Примеры уровней в классической и фаззи-логике

Физическая величина или утверждение	Уровни в классической логике	Уровни в фаззи-логике
Световой фон	Белый — черный	Белый — светло-серый — темно-серый — черный
Тепловой режим	Холодный — теплый	Холодный — прохладный — теплый — жаркий
Скорость движения	Нулевая — ненулевая	Нулевая — малая — средняя — большая
Утверждение какого-либо факта	Да — нет	Да — скорее да, чем нет — ни да, ни нет — скорее нет, чем да — нет

Выделение уровней в логике — это ассоциативное свойство мышления человека, когда качественная характеристика физических величин и процессов, формируемая словесно (прилагательными, наречиями), оценивается количественно не отдельными числами, а некоторыми числовыми множествами с нерезкими границами.

Фундаментальным понятием фаззи-логики, введенным ее основоположником американским профессором электротехники Л. Заде, является *фаззи-множество* (ФМ). В математической логике есть общее понятие множества как совокупности объектов, каждый из которых должен обладать или не обладать определенным свойством. Это множество характеризуется только одним показателем, все его объекты равноценны относительно определяющего его свойства. В отличие от данного понятия множества фаззи-множество характеризуется двумя показателями, во-первых, фактом принадлежности объектов к множеству и, во-вторых, степенью их принадлежности к данному множеству. Применительно к техническим системам объектами ФМ являются значения некоторой физической переменной, например, значения температуры, скорости перемещения, электрического напряжения, тока и т.д. Словесное (лингвистическое) выражение физической переменной считается логической переменной в фаззи-логике. Свойством, объединяющим значения физической переменной в ФМ, является выделенная некоторая качественная оценка в лингвистической форме для логической переменной, например, отрицательная малая (*NS*), нулевая (*Z*), положительная средняя (*PM*), положительная большая (*PB*) и т.п. Данные качественные оценки ФМ

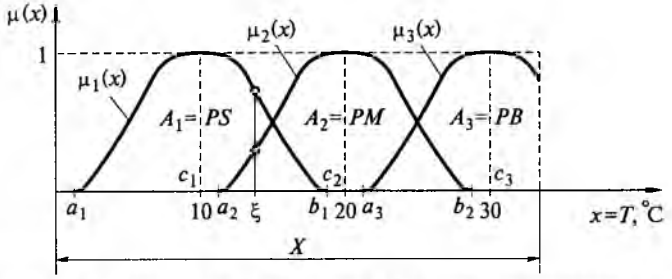


Рис. 4.2. Пример фаззи-множеств и функций принадлежности

называются *термами*. Степень принадлежности значений физической переменной x к ФМ, к данному терму, определяется так называемой *функцией принадлежности* (ФП) $\mu(x)$. Значения ФП определяются в пределах от 0 до 1 на интервале от $x = a$, где $\mu(a) = 0$, до $x = b$, где $\mu(b) = 0$. Внутри интервала $[a, b]$ есть точка $x = c$, где $\mu(c) = 1$. По своему виду функция $\mu(x)$ напоминает функцию распределения вероятности принадлежности значений x интервалу $[a, b]$ с максимумом плотности вероятности, равным 1 в точке $x = c$ и с плавным уменьшением от 1 в обе стороны до 0. Сходство $\mu(x)$ с функцией распределения вероятности лишь внешнее, а по существу, определение параметров ФП (формы, места расположения центра c и границ интервала x) возлагается на эксперта в соответствующей области. Физическая переменная на заданном интервале X ее изменения от x_{min} до x_{max} характеризуется рядом ФМ (A_1, A_2, ..., A_n) с функциями принадлежности $\mu_1(x)$, ..., $\mu_n(x)$.

На рис. 4.2 в качестве примера переменная температура помещения представлена термами: положительная низкая (*PS*) для $x = T = 4 \ldots 17$ °C; положительная средняя (*PM*) для $x = 12 \ldots 27$ °C; положительная высокая (*PB*) для $x > 23$ °C. Выделенным ФМ A_1, A_2, A_3 соответствуют ФП $\mu_1(x)$, $\mu_2(x)$, $\mu_3(x)$ с центрами c_1, c_2, c_3, в которых $\mu(x) = 1$. Сама суть фаззи-логики в ее нежесткости и приближенности обусловливает наличие участков перекрытия термов $[a_{i+1}, b_i]$, где нарушается однозначность принадлежности значений переменной x только одному терму. Ширина участков перекрытия может быть различной, в пределе и нулевой. Но максимальная ширина ограничивается очевидным условием: там, где для одного терма $\mu_i(x) = 1$, для другого может быть $1 > \mu_{i+1}(x) \geq 0$ с исходным условием $\mu_{i\pm1}(x) = 0$.

При построении ФП приоритетное значение приобретает расстановка центров ФП, где имеет место $\mu(c_i) = 1$, что означает бесспорную принадлежность значения $x = c_i$ к соответствующему терму. Если ФП для температуры помещения составлены экспертом-медиком, то температура $T = 20$ °C как наиболее комфортная для самочувствия человека будет принята за среднюю, $T = 10$ °C — за бесспорно низкую, когда требуется включение обогревателя, а

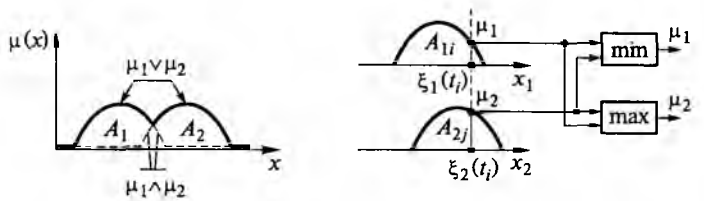


Рис. 4.3. Операции усреднения и объединения фаззи-логики для одной переменной (*а*) и для двух разных переменных (*б*)

$T = 30\,^{\circ}\mathrm{C}$ — за бесспорно высокую, когда требуется включение кондиционера. При $T = \zeta$ температура относится одновременно к двум термам *PS* и *PM*, поэтому возникает проблема, какое из двух значений ФП принять. Данная проблема решается компромиссно на основе принципов совмещения множеств, известных из математической логики, в форме трех операций:

усреднения, или конъюнкции, $K(\mu_1, \mu_2) = \mu_1 \wedge \mu_2 = \min(\mu_1(x), \mu_2(x))$ — принцип минимума;

объединения, или дизъюнкции, $D(\mu_1, \mu_2) = \mu_1 \vee \mu_2 = \max(\mu_1(x), \mu_2(x))$ — принцип максимума;

инверсии или дополнения, $\overline{\mu(x)} = 1 - \mu(x)$.

Операции $K(\mu_1, \mu_2)$ и $D(\mu_1, \mu_2)$ взаимосвязаны:

$$K(\mu_1, \mu_2) = 1 - \overline{D(\mu_1, \mu_2)}\,; \; D(\mu_1, \mu_2) = 1 - \overline{K(\mu_1, \mu_2)}\,.$$

Результат операций усреднения и объединения фаззи-множеств A_1 и A_2 одной переменной x приведен на рис. 4.3, *а*. Штриховая линия означает конъюнкцию двух ФП ($\mu_1 \wedge \mu_2$), сплошная линия — дизъюнкцию двух ФП ($\mu_1 \vee \mu_2$). Операции усреднения и объединения ФМ A_{1i} и A_{2j} двух разных переменных x_1 и x_2 выполняются в каждый фиксированный момент времени t_i, когда $x_1 = \xi_1(t_i)$ и $x_2 = \xi_2(t_i)$, также по принципам минимума ($\mu_1(\xi_i) \wedge \mu_2(\xi_2)$) и максимума ($\mu_1(\xi_1) \vee \mu_2(\xi_2)$) (рис. 4.3, *б*). Аналогичные операции могут применяться и для большего числа ФМ и переменных.

Приведенные выше операции позволяют принять одно определенное значение функции принадлежности в зоне взаимного перекрытия фаззи-множеств. Это дает основание для принятия определенного решения и относительно значения выходной переменной y, являющейся управляющим воздействием в системе с фаззи-управлением.

4.2. Структура и алгоритм фаззи-управления

Фаззи-логика является основой некоторых интеллектуальных систем управления. К интеллектуальным относят сегодня многие системы управления, в том числе те, которые в той или иной

форме имитируют систему мышления человека с целью решения технических, экономических, информационных задач. Так называемые нейронные сети на компьютерном уровне моделируют приближенно структуру мозга человека. Ценное свойство нейронных сетей, вытекающее из мозговой деятельности человека, — обучаемость, следовательно, с помощью определенного правила можно обучить систему преобразовывать входные воздействия (данные) в желаемые выходные действия (данные). На основе этого свойства нейронные сети рассматривают как универсальный аппроксиматор, способный реализовывать любые преобразования входных воздействий или данных в выходные.

К другому типу интеллектуальных систем управления относятся системы с фаззи-управлением. В этих системах моделируется не структура мозга человека, как в нейронных сетях, а процесс мышления человека — процедура принятия им решения. Схема данного процесса такова: оценка условий ситуации — их восприятие — принятие решения (логическое заключение) на основе базы знаний — исполнение.

Например,

ЕСЛИ реактивный ток цеховой подстанции *положительный большой*, ТО ток перевозбуждения синхронного компенсатора дать *большой*;

ЕСЛИ температура воздуха *положительная низкая* И влажность *высокая*, ТО ток электронагревателя дать *средний*;

ЕСЛИ давление в котле *выше нормального* ИЛИ температура *очень высокая*, ТО топливный вентиль *закрыть*.

В более кратной форме можно записать:

ЕСЛИ x есть A, ТО y есть B;
ЕСЛИ x_1 есть A_1 И x_2 есть A_2, ТО y есть B_1;
ЕСЛИ x_1 есть A_1 ИЛИ x_2 есть A_2, ТО y есть B_2.

Здесь выражения «x есть A», «y есть B» означают, что значение переменной x принадлежит фаззи-множеству (ФМ) A, значение переменной y принадлежит ФМ B.

Приведенные записи в развернутой или в свернутой формах представляют собой правила, определяющие взаимосвязь входных и выходных переменных функций фаззи-логики. Как и в классической логике, в фаззи-логике логические функции формируются операторами конъюнкции (И) или дизъюнкции (ИЛИ), но не с числами 0 и 1, а с ФМ A_i и B_j. Приведенная третья форма правила с двумя входными переменными x_1 и x_2, объединенными оператором ИЛИ, может быть заменена первой формой правила для каждой переменной в отдельности:

ЕСЛИ x_1 есть A_1, ТО y есть B;
ЕСЛИ x_2 есть A_2, ТО y есть B.

Поэтому основной формой правил для многих входных переменных остается их усреднение, т.е. конъюнкция:

$$\text{ЕСЛИ } \xi_1 \in A_{1,i1} \text{ И } \xi_2 \in A_{2,i2} \text{ И } \ldots \text{ И } \xi_n \in A_{n,in}, \text{ ТО } \eta \in B_j, \quad (4.1)$$

где $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n$ — измеренные конкретные значения фазических входных переменных $x_1, x_2, \ldots, x_n$; $A_{1,i1}, A_{2,i2}, \ldots, A_{n,in}$ — термы входных переменных (первый индекс означает номер переменной, а второй — номер терма); η — вычисленное конкретное значение физической выходной переменной y; B_j — терм с номером j выходной переменной.

Набор соответствующих выражению (4.1) правил является алгоритмом фаззи-управления.

Какова общая структура фаззи-управления? Как и в любой традиционной системе, в ее составе можно выделить управляющую часть — систему управления, и объект управления. Собственно система фаззи-управления состоит из четырех блоков, выполняющих последовательно в три этапа процедуру формирования алгоритма управления как функции управляющих воздействий y от входных переменных $x_1, x_2, \ldots, x_n$ (рис. 4.4). Блок фаззификации (*Ff*) преобразует входные физические переменные ($x_1, x_2, \ldots, x_n$) в термы A_i лингвистических переменных и выделяет для каждого момента времени (для каждого временного такта) значения ФП $\mu_i(x)$ для активизированных правил.

Блок логического заключения (*Inf*) в соответствии с правилами, заложенными предварительно экспертом в блок базы знаний (*RAM*), определяет термы B_j выходной лингвистической переменной и присваивает им согласно принципам ФЛ значения функции принадлежности $\mu_j(y)$.

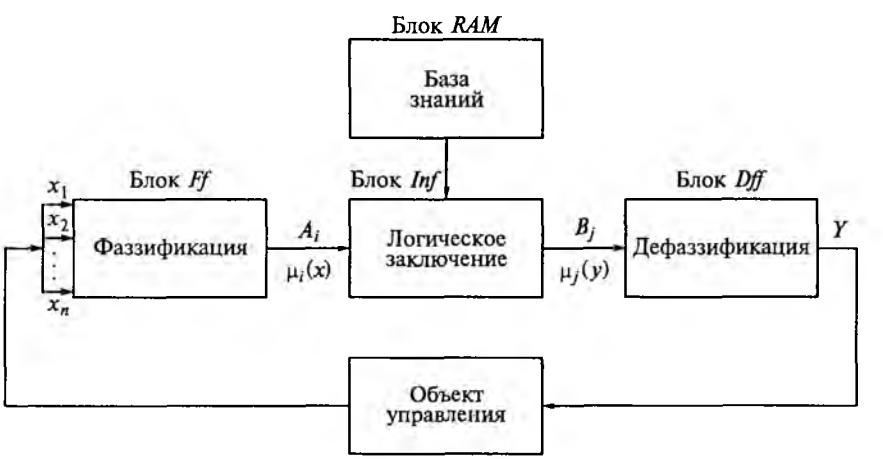


Рис. 4.4. Блочная структура системы фаззи-управления

Блок дефаззификации (*Dff*) преобразует термы B_j в управляющий сигнал $y = \eta$. Если фаззи-устройство (ФУ) должно вырабатывать несколько управляющих воздействий, то такое многоканальное ФУ можно рассматривать как несколько параллельно работающих ФУ.

Рассмотрим вопрос формирования алгоритма фаззи-управления в приведенной на рис. 4.4 структуре фаззи-управления [17].

Основу алгоритма составляет свод правил, который находится в блоке базы знаний. Для n входных переменных, каждая из которых имеет m термов, максимальное число правил m^n. Правила составляются экспертом на основании его понимания задачи управления. Если речь идет о регулируемой динамической системе со сложным или неполным математическим описанием, то за основу алгоритма управления может быть принято приведенное в подразд. 4.1 условие устойчивости релейно-управляемой системы, но в расширенной логической форме.

1. Чем больше $|\Delta x|$, т.е. модуль отклонения Δx координаты x от желаемого уровня равновесия $x_{жел}$, тем больше должно быть противодействующее этому отклонению управляющее воздействие.

2. Чем больше тенденция к увеличению $|\Delta x|$, тем больше должно быть противодействующее этой тенденции управляющее воздействие.

3. При большом $|\Delta x|$ и большой тенденции к уменьшению $|\Delta x|$ требуется нулевое или небольшое управляющее воздействие, уменьшающее $|\Delta x|$.

Если объект управления имеет полное математическое описание, то за основу может быть принят найденный линейный алгоритм, решающий заданную задачу управления линеаризованным объектом. Соответствующие найденному алгоритму правила проверяются (экспериментально или расчетно) и при необходимости корректируются.

Правила составляются с учетом следующих рекомендаций:

свод правил должен быть достаточно полным для выполнения поставленной задачи управления, не должно быть неучтенных возможных ситуаций с измеряемыми координатами, уводящих процесс из-под контроля;

желательно, чтобы каждое правило было простым, содержало одно условие и одно заключение;

для получения более качественного процесса управления не должно оставаться не перекрытых хотя бы двумя правилами фаззи-множеств;

чем разнообразнее тестовые сигналы в процессе составления алгоритма, тем менее чувствительную к появлению в условиях эксплуатации непредусмотренных возмущающих воздействий систему можно получить.

Дополнительно к своду правил в состав алгоритма входят функции принадлежности, определяющие количественную взаимосвязь физических переменных с лингвистическими, т.е. с термами. К форме ФП $\mu(x)$ предъявляются минимальные требования в силу приближенного принципа управления на основе фаззи-логики. Важно, чтобы функция $\mu(x)$ плавно нарастала от нуля при $x = a$ до максимального значения, равного 1 при $x = c$, и плавно снижалась до нуля при $x = b$ (см. рис. 4.2). Для простоты математического описания ФП представляются обычно в треугольной или трапецеидальной форме. Важными количественными показателями являются значения левой (a) и правой (b) границ, а также центра (c) ФП. Число ФП, приходящихся на каждую физическую переменную, выбирают из соображений качества управления. С увеличением числа ФП качество управления повышается, однако при этом усложняется алгоритм и повышаются требования к его быстродействию. Имеющийся опыт построения систем с фаззи-управлением показал, что трех-пяти ФП для каждой входной переменной и пяти-семи ФП для выходной переменной оказывается достаточно для приемлемого качества решения задач управления в электротехнике.

Реализация алгоритма управления в регулируемых электротехнических системах возлагается на фаззи-регулятор (ФР). Процедура построения алгоритма ФР, выполняемого поэтапно, представлена в виде структурной схемы на рис. 4.5.

Для простого, но достаточно распространенного варианта фаззи-управления с двумя входными (x_1 и x_2) и одной выходной (y) переменными свод правил может быть представлен компактно в виде таблицы правил (рис. 4.6). Каждая из двух входных переменных имеет пять термов (*NB*, *NS*, *Z*, *PS*, *PB*), а выходная переменная, являющаяся управляющим воздействием, — семь термов (*NB*, *NM*, *NS*, *Z*, *PS*, *PM*, *PB*).

Рассмотрим процесс преобразования значений входных переменных $x_1 = \xi_1$ и $x_2 = \xi_2$ в управляющее воздействие $y = \eta$ в системе фаззи-управления (см. рис. 4.4), для которой имеются таблица правил и функции принадлежности (см. рис. 4.6). Процедуру формирования управляющего воздействия, выполняемую в три этапа, поясним на примере действия двух правил (рис. 4.7).

1. ЕСЛИ $\xi_1 \in A_{12}$ И $\xi_2 \in A_{22}$, ТО $\eta_6 \in B_6 = PM$.
2. ЕСЛИ $\xi_1 \in A_{11}$ И $\xi_2 \in A_{22}$, ТО $\eta_7 \in B_7 = PB$.

На этапе *фаззификации* входные физические переменные преобразуются в соответствующие термы. Для распространенного на практике варианта ФП треугольной формы, когда левое (a_i) и правое (b_i) граничные значения ФП совпадают соответственно с центром c_{i-1} предыдущего ФП и с центром c_{i+1} последующего ФП, т.е. когда $a_i = c_{i-1}$; $b_i = c_{i+1}$; $c_i = a_{i-1} = b_{i+1}$, математическое описание ФП имеет следующий вид:

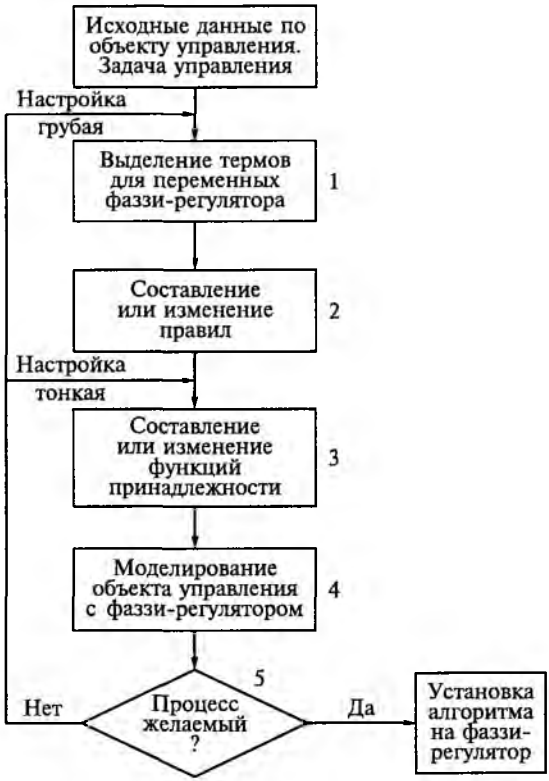


Рис. 4.5. Структурная схема построения алгоритма фаззи-регулятора

$\mu_{l1}(x) = 1$, если $x < c_1$;
$\mu_{li}(x) = (x - c_{i-1})/(c_i - c_{i-1})$, если $c_{i-1} \le x < c_i$; $i = 2, \ldots, m$,

где m — число термов переменной x;

$\mu_{ri}(x) = (x - c_{i+1})/(c_i - c_{i+1})$, если $c_{i-1} \le x < c_{i+1}$; $i = 1, \ldots, (m-1)$;
$\mu_{rm}(x) = 1$, если $x \ge c_m$.

Здесь индекс l обозначает левую сторону, а индекс r — правую сторону ФП.

Для рассматриваемого примера значения $x_1 = \xi_1$ и $x_2 = \xi_2$, измеренные в некоторый момент времени, определяют два значения ФП термов A_{12}, A_{22} для правила 1 — $\mu_{12} = 0{,}7$, $\mu_{22} = 0{,}4$ и два значения ФП термов A_{11}, A_{22} для правила 2 — $\mu_{11} = 0{,}3$, $\mu_{22} = 0{,}4$.

На этапе *логического заключения* выходным термам переменной y присваиваются значения ФП входных переменных с общим условием $\mu(y) \le \mu(x)$ и конкретно для правил с оператором И согласно принципу минимума:

$\mu(y) = \mu_6 = \min(\mu_{12}, \mu_{22}) = \mu_{22} = 0{,}4$ для B_6 по правилу 1;
$\mu(y) = \mu_7 = \min(\mu_{11}, \mu_{22}) = \mu_{11} = 0{,}3$ для B_7 по правилу 2.

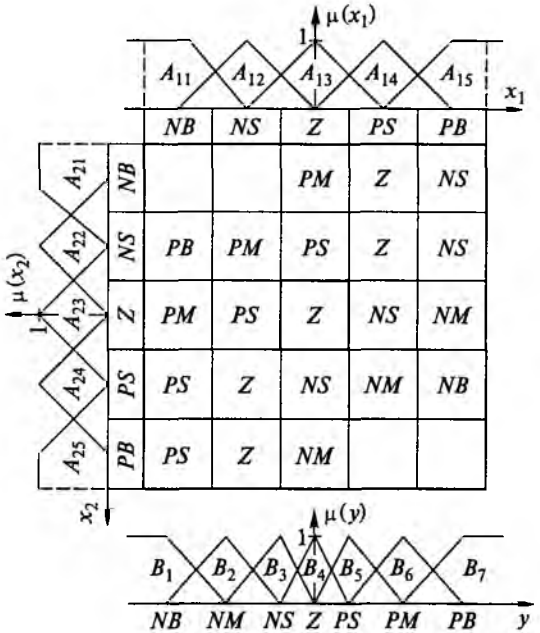


Рис. 4.6. Табличное представление алгоритма фаззи-регулятора с двумя входными и одной выходной переменными

В результате выходные термы $B_6 = PM$ и $B_7 = PB$ оказываются усеченными минимальными значениями входных функций принадлежности. Полученные по двум активизированным правилам термы B_6 и B_7 объединяются по принципу максимума (оператор

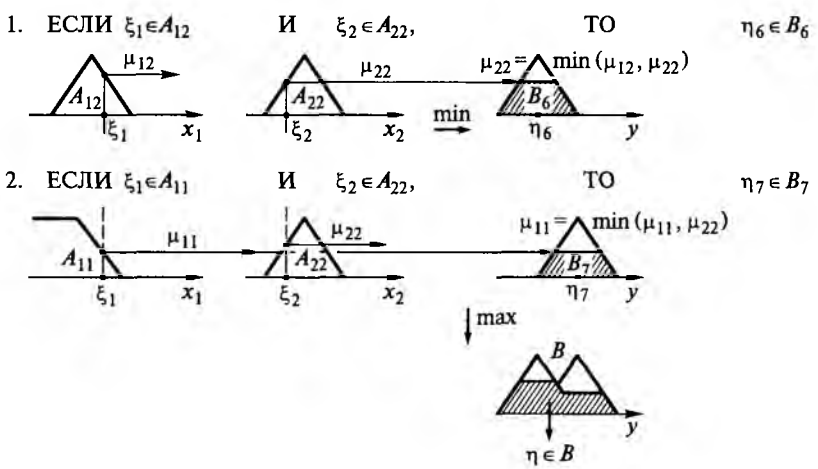


Рис. 4.7. Реализация двух правил по принципу минимума—максимума

ИЛИ) в один общий терм $B = B_6 \vee B_7$. В общем случае два значения ξ_1 и ξ_2 могут активизировать четыре правила, которые объединят четыре выходных терма. Таким образом, на этапе логического заключения происходит преобразование входных термов в выходные с передачей от входа к выходу значений функций принадлежности по принципу минимума — максимума, получившему название min — max-регулятор Мамдани (по имени его автора). В данном логическом заключении заложен некоторый компромисс при принятии решения: минимизация входных фаззи-множеств компенсируется определенным образом максимизацией выходного фаззи-множества. Полученный результирующий терм B определяет множество возможных значений управляющего воздействия y.

Вопрос, как выбрать одно конкретное значение η для физической выходной переменной, решается на третьем этапе преобразования.

На этапе *дефаззификации* логическая переменная должна быть преобразована в определенное значение физической переменной — управляющего воздействия. Пусть активизировано только одно правило, например, правило 1. Одному значению $\mu_6 = 0{,}4$ усеченного терма B_6 соответствует все множество значений y от начала терма до его конца по оси абсцисс. При этом все значения y средней части терма, где $\mu_6 = \text{const} = 0{,}4$, равноценны по принадлежности к терму B_6, но различны по величине — в левой части они меньше, а в правой больше. Для интегральной оценки одним числом всего множества возможных значений y в фаззилогике за это число принимают (эвристически) абсциссу центра тяжести площади усеченной части терма. Для одного правила это оказывается значение, соответствующее центру терма. Так, для правила 1 $y = \eta_6$.

Практически всегда оказываются активизированными несколько правил, для которых имеет место объединенный терм B, усеченный разными уровнями функций принадлежности. Методом центра тяжести усеченной площади находится интегральное значение η управляющего воздействия (см. рис. 4.7):

$$\eta = \frac{\int\limits_{y_{нач}}^{y_{кон}} y\mu(y)dy}{\int\limits_{y_{нач}}^{y_{кон}} \mu(y)dy}.$$

Данный метод для расчета значения y оказывается сложным, требует много места в памяти управляющего устройства, снижая его быстродействие. Поэтому на практике, вводя некоторые упрощения в данный метод, используют его достаточно несложную модификацию в виде так называемой синглетон-функции

$$y = \frac{\sum_{i=1}^{4} \mu_i c_i}{\sum_{i=1}^{4} \mu_i},$$

где μ_i — значение ФП, присвоенное i-му выходному терму; c_i — центр i-го выходного терма.

Выделим особенности фаззи-управления, в основу которого положена фаззи-логика.

Лингвистические переменные — термы — количественно оцениваются не отдельными числовыми значениями, а числовыми множествами, перекрывающими друг друга. В этом смысле фаззи-управление следует отнести к категории управления «в большом».

Фаззи-управление, в принципе, не требует знания точной модели объекта, оно организует приближенную стратегию управления, моделируя способ мышления человека.

Фаззи-управление позволяет выразить в простых лингвистических терминах любой необходимый для задачи управления алгоритм, линейный или нелинейный, который должен быть предварительно составлен экспертом.

Фаззи-контроллер, реализующий управление, — это включенная в процесс управления и работающая в реальном времени экспертная система, которая применяет фаззи-логику для преобразования качественных логических переменных — термов.

Отмеченные особенности позволяют очертить круг задач управления, которые могут эффективно решаться на основе фаззи-логики для многих электротехнических систем.

В общем случае можно сказать: фаззи-управление предпочтительней тогда, когда необходимый алгоритм управления проще сформулировать лингвистическим путем, а в тех областях, где возможны и фаззи-, и традиционное управление, предпочтение отдается тому способу, который дает лучший результат по требуемому показателю.

Фаззи-управление не подходит для построения высокоточных систем регулирования, однако может успешно использоваться для указанных систем как дополнительное регулирующее средство в режимах отработки больших воздействий, когда проявляются нелинейности объекта управления и основной регулятор не обеспечивает удовлетворительное качество данных режимов.

Фаззи-управление способно придавать нелинейным системам свойство робастности (см. подразд. 5.1.2). Оно целесообразно как средство приближенной параметрической адаптации в установках с изменяющимися параметрами, где точные традиционные системы параметрической адаптации сложнее структурно и труднее реализуемы по условиям устойчивости.

Весьма перспективно применение фаззи-управления в ряде сложных и трудно описываемых математически технологических процессах. Для таких объектов данное управление, с учетом дополнительных факторов, влияющих на процесс, позволяет его улучшить по различным показателям.

Фаззи-логика, моделируя процесс мышления человека, может заменять его в управлении самоходными транспортными средствами (автомашинист, автоводитель).

4.3. Примеры фаззи-управления в электроприводах

В регулируемых технических объектах требуемый алгоритм управления является определенным законом регулирования. Данный закон формируется программным или аппаратным способом фаззи-регулятором (ФР), представляющим собой объединение на некоторой элементной базе трех блоков фаззи-управления — *Ff*, *Inf*, *Dff* (рис. 4.8, *а*). Простейший, но достаточно распространенный ФР имеет два входа и один выход со сводом правил, представленным в виде одной таблицы. В более общем случае (с n входов и m выходов) ФР оказывается многоканальным по числу выходов и функционально представляет собой m фаззи-регуляторов с m сводами правил и с общими n входами. Объединенные конструктивно данные ФР образуют управляющее устройство — фаззи-контроллер.

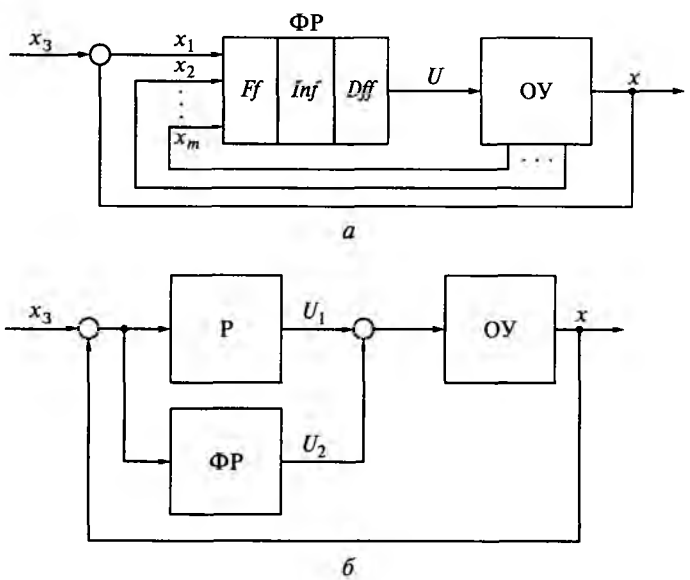


Рис. 4.8. Варианты фаззи-управления с прямым (*а*) и дополнительным (*б*) фаззи-регулятором

Применительно к электроприводам можно выделить два уровня для фаззи-управления:

верхний, при котором осуществляется управление технологическим процессом через электроприводы $ЭП_1$, ..., $ЭП_n$, являющиеся в данном случае непосредственными электромеханическими регуляторами этого процесса (рис. 4.9);

нижний, при котором улучшаются показатели качества собственно электропривода. При этом ФР может быть как основным, так и дополнительным средством управления (рис. 4.8, *б*).

В первом варианте объектами воздействия фаззи-регулятора верхнего уровня могут быть простейшие нерегулируемые электроприводы, осуществляющие «мягкое», приближенное позиционирование рабочих органов по выходным командам (например, «приоткрыть немного вентиль», «открыть полностью», «прикрыть наполовину» и т. п.). Для управления технологическим процессом могут использоваться и регулируемые электроприводы, обеспечивающие требуемое изменение скорости рабочего органа по команде ФР (например, «уменьшить немного подачу насоса», «увеличить максимально» и т. п.). При этом системы регулирования каждого в отдельности электропривода могут выполняться и традиционными средствами, а фаззи-контроллер обеспечивает их взаимосвязанную работу в технологическом процессе.

Рассмотрим в качестве примера дополнительного средства управления фаззи-регулятор в системе управления электроприводами для автономной системы теплоснабжения. Данный ФР, дополнительный к традиционному регулятору, формирует задающие воздействия для электроприводов, регулирующих тепловой процесс, в качестве которых могут использоваться электроприводы циркуляционного насоса, задвижки трубопровода, вентиля горелки. Наиболее экономичным оказывается режим регулирования теплоснабжения путем изменения подачи насоса с дополнительным регулированием подачи топлива. Однако для этого требуется регулируемый электропривод насоса.

Для автономной системы теплоснабжения может решаться задача поддержания на минимально возможном уровне расхода теп-

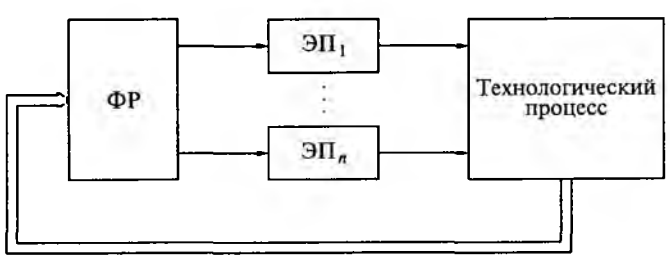


Рис. 4.9. Многоканальный фаззи-регулятор электроприводов в системе управления технологическим процессом

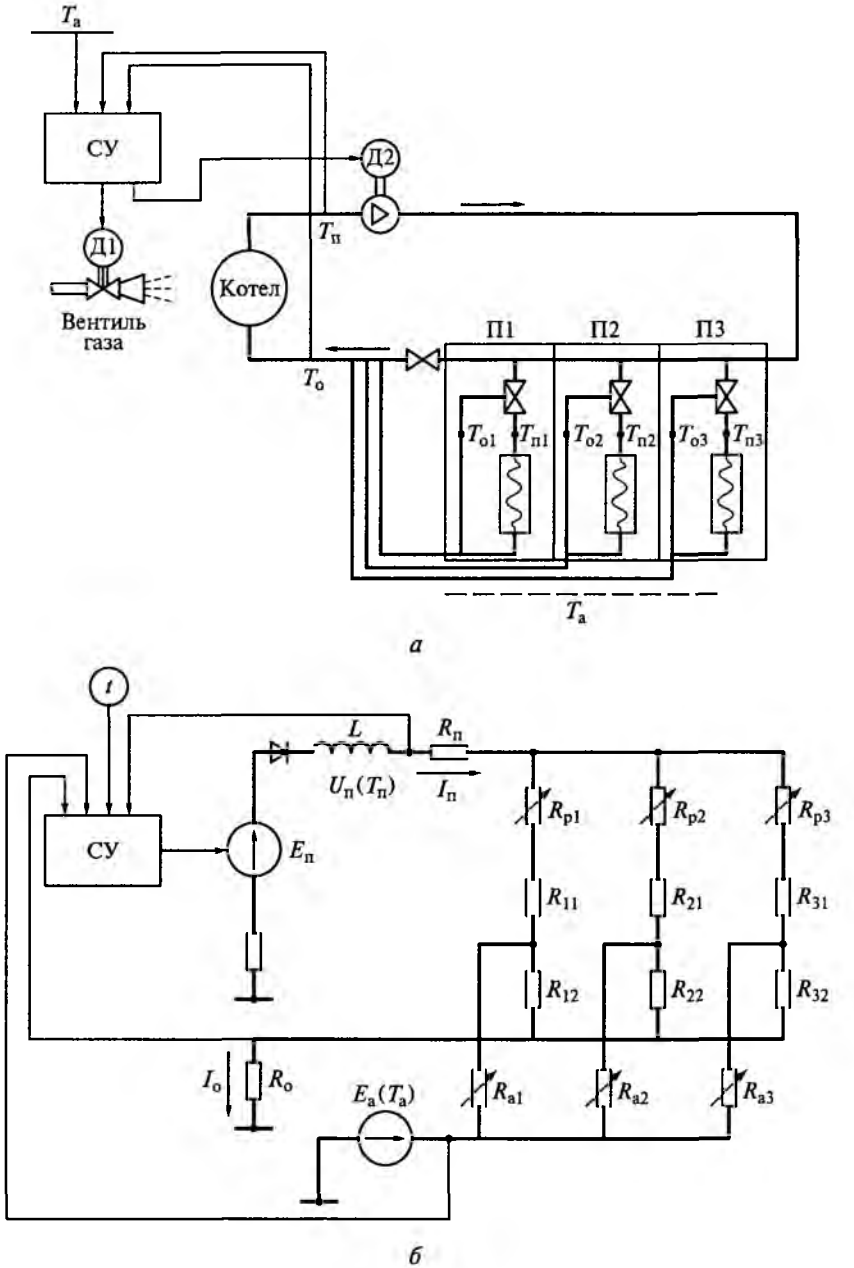
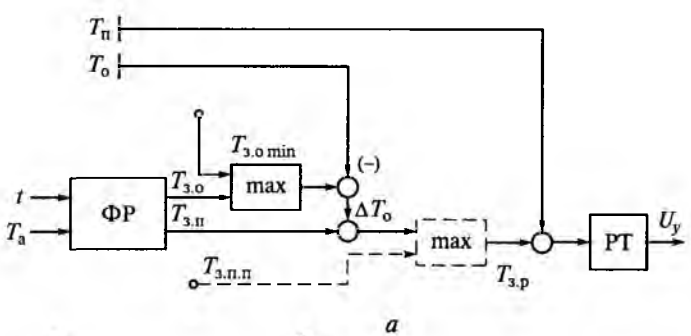


Рис. 4.10. Функциональная схема (*а*) и электрическая схема замещения (*б*) отопительной системы с электромеханическим фаззи-управлением температурным режимом помещений

ловой энергии при сохранении комфортности температурного режима отапливаемых помещений П1, П2, П3 (рис. 4.10, *а*). Потребность здания в теплоте существенно изменяется во времени даже при неизменной температуре наружного воздуха. Причины этого — изменяющиеся температурные режимы отдельных помещений из-за проветривания, открытие или закрытие вентиля отопительной батареи, изменения коэффициентов теплоотдачи стен от действия ветра, дождя, солнца. Следовательно, регулирование входной температуры подачи теплоты только в зависимости от наружной температуры не обеспечит оптимального теплоснабжения. С помощью фаззи-управления можно сформировать задание на подачу теплоты с учетом перечисленных факторов. Это позволит создавать для потребителя такой уровень теплоты, который соответствует, хотя и приближенно, фактической потребности в теплоте в данный интервал времени. Влияние перечисленных факторов отражается, прежде всего, на обратной температуре системы теплоснабжения, т.е. на температуре обратных потоков воды, поступающих в котельную. Поэтому целесообразно формировать задание как на подаваемую входную температуру $T_{\text{п}}$, так и на обратную температуру $T_{\text{о}}$.

На рис. 4.11, *а* приведена схема задающего устройства в системе регулирования подачи тепла с адаптивным двухканальным фаззи-регулятором [26]. Данный ФР формирует исходные задания на



–24 °C	*NB*	*NM*	*NS*	*Z*	0 °C
Nig	*PB*	*PM*	*PS*	*PS*	$T_{\text{а}}$
Mor	*PVB*	*PB*	*PM*	*PS*	
Day	*PVB*	*PB*	*PM*	*PS*	
EV	*PB*	*PB*	*PM*	*PS*	
24 ч ↓ t					

б

Рис. 4.11. Система задания температурного режима (*а*) и таблица правил для фаззи-регулятора (*б*)

входную (подающую) $T_{з.п}$ и обратную $T_{з.о}$ температуры. Результирующая задающая температура $T_{з.р}$ формируется с учетом коррекций по отклонению $\Delta T_о = T_{з.о} - T_о$ и дополнительному заданию $T_{з.п.д}$, сформированному по тепловым режимам помещений. Кроме датчиков температур в системе и температуры атмосферного воздуха $T_а$ используется датчик времени t (часы). Этот датчик позволяет изменять подачу теплоты в течение суток, например, уменьшать подачу ночью или в праздничные дни при отсутствии персонала в рабочих помещениях. В качестве исполнительных регулирующих органов в системе теплоснабжения используются электроприводы Д1 и Д2 соответственно топливного вентиля и насоса, подающего нагретую воду (см. рис.4.10, *а*). На рис. 4.11, *б* представлен для одного канала ФР алгоритм, формирующий задание $T_{з.п}$ с термами *PS*, *PM*, *PB*, *PVB* (положительная очень большая) в зависимости от наружной температуры $T_а$ с термами *Z*, *NS*, *NM*, *NB* и от времени суток t с термами *Nig*, *Mor*, *Day*, *Ev* (ночь, утро, день, вечер).

Для проверки эффективности составленного алгоритма регулирования теплового потока требуется математическое описание системы теплоснабжения как динамической системы. Данная система характеризуется распределенными и изменяющимися параметрами, большим временным запаздыванием, и получить достаточно полное адекватное математическое описание — крайне сложная задача. Даже приближенная расчетная модель, в которой объединяются электрические цепи и функциональные блоки, оказывается сложной и трудно математически описываемой [26]. Для качественной оценки процесса регулирования можно в первом приближении принять расчетную модель в форме только электрических цепей (рис. 4.10, *б*). В данной схеме напряжения U и ЭДС E моделируют температуру, ток I — тепловой поток, индуктивность L — запаздывание в передачи теплового потока. Резисторы R_{11}, R_{12}, R_{21}, R_{22}, R_{31}, R_{32} имитируют отопительные батареи помещений П1, П2, П3. Значения сопротивлений, определяемые коэффициентами теплоотдачи батарей, обусловливают падения напряжения, соответствующие перепаду температуры воды от входа в батареи до выхода из них. Регулируемые реостаты $R_{р1}$, $R_{р2}$, $R_{р3}$ имитируют вентили, позволяющие вручную индивидуально регулировать тепловой поток в батареях. Сопротивления настраиваемых резисторов $R_{а1}$, $R_{а2}$, $R_{а3}$ определяются коэффициентами теплоотдачи наружных стен помещений, которые могут меняться при изменении состояния наружного воздуха (влажности, ветра, тени, солнечного освещения). Сопротивления резисторов $R_п$ и $R_о$ определяют падение температуры соответственно на подающем и на обратном трубопроводах.

В качестве примера фаззи-управления нижнего уровня рассмотрим процедуру синтеза ФР позиционного электропривода, под-

вижная часть которого представляет собой двухмассовую систему маятникового типа с гибкой подвеской рабочего органа с грузом. Практически это может быть электропривод тележки некоторой крановой установки (рис. 4.12). Задача управления состоит в осуществлении электроприводом позиционирования, т.е. перемещения рабочего органа (груза массой m_2) в определенную позицию с устранением раскачивания груза в ней. Оператор (крановщик) на основании приобретенного опыта работы выполняет данную задачу соответствующими переключениями командоконтроллера, изменяющими величину и знак управляющего воздействия — приводного момента двигателя $M_п$, создающего силу воздействия на тележку $F_п = M_п/\rho$, где ρ — радиус приведения передачи. Фаззи-регулятор должен заменить оператора, что бывает необходимо в тех условиях производства, в которых человек не может присутствовать. При этом система управления должна быть дополнена датчиком угла (ДУ) отклонения маятниковой подвески от вертикали.

Что взять за основу для алгоритма ФР? Для построения традиционного регулятора потребовалось бы получить математическое описание объекта управления и затем известными из теории автоматического управления методами синтеза для линейных систем определить алгоритм регулятора. Данный объект управления является сложной нелинейной электромеханической системой, математическое описание которой можно получить, применяя урав-

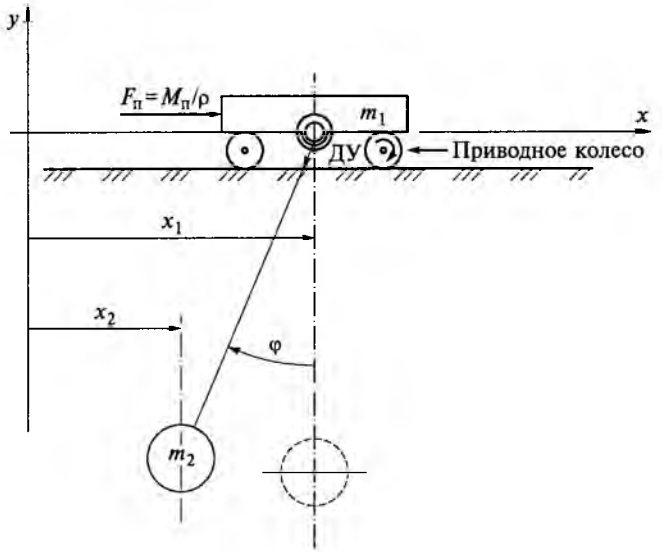


Рис. 4.12. Подъемно-транспортный механизм с маятниковой подвеской рабочего органа с грузом

нения Лагранжа второго рода для координат масс m_1 и m_2 (без учета сил трения):

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial T}{\partial \dot{x}_1}\right) - \frac{\partial T}{\partial x_1} = F_{\text{п}}; \quad \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial T}{\partial \dot{\varphi}}\right) - \frac{\partial T}{\partial \varphi} = m_2 g l \sin\varphi;$$

$$T = \frac{m_1 \dot{x}_1^2}{2} + \frac{m_2(\dot{x}_1 - l\dot{\varphi}\cos\varphi)^2}{2} + \frac{m_2 l^2 \dot{\varphi}^2 \sin^2\varphi}{2},$$

где T — кинетическая энергия системы; $\dot{x}_1$ — скорость массы m_1; $\dot{\varphi}$ — угловая скорость массы m_2; l — длина маятниковой подвески; g — ускорение свободного падения.

После выполнения дифференцирования получим систему двух нелинейных уравнений второго порядка с двумя переменными x_1 и φ:

$$(m_1 + m_2)\ddot{x}_1 - m_2 l\ddot{\varphi}\cos\varphi + m_2 l\dot{\varphi}^2 \sin\varphi = F_{\text{п}};$$

$$m_2 l^2 \ddot{\varphi} - m_2 l \cos\varphi \ddot{x}_1 = -m_2 g l \sin\varphi.$$

Решая данную систему уравнений относительно угла φ, получим результирующее уравнение второго порядка для колебаний массы m_2:

$$\frac{m_1 + m_2 \sin^2\varphi}{m_1 + m_2}\ddot{\varphi} + \frac{m_2}{m_1 + m_2}\dot{\varphi}^2 \sin\varphi\cos\varphi + \frac{g}{l}\sin\varphi = \frac{F_{\text{п}}\cos\varphi}{(m_1 + m_2)l}.$$

При условии $m_2 \sin^2\varphi \ll m_1$ уравнение может быть упрощено:

$$\ddot{\varphi} + \frac{m_2}{m_1}\dot{\varphi}^2 \sin\varphi\cos\varphi + \frac{m_1 + m_2}{m_1}\frac{g}{l}\sin\varphi = \frac{F_{\text{п}}\cos\varphi}{m_1 l}.$$

Если двигатель питается от управляемого безынерционного источника момента, то сила $F_{\text{п}}$ пропорциональна выходному напряжению ФР.

Выполнить синтез регулятора аналитическим путем на основании полученных нелинейных уравнений не представляется возможным. Задачу можно решить только линеаризируя систему для малых углов колебаний. Однако на основе фаззи-логики приближенный алгоритм для ФР легко составить на лингвистическом уровне. Для данной колебательной системы представляется очевидным алгоритм управления в форме двух условий.

1. Если масса m_2 отклоняется от вертикали с некоторой скоростью, то к массе m_1 нужно приложить силу $F_{\text{п}}$, двигающую m_1 в том же направлении и приблизительно с той же скоростью.

2. Если масса m_2 отклонена на некоторый угол и ее скорость близка к нулю, то к массе m_1 нужно приложить в том же направлении силу $F_{\text{п}}$, дающую массе m_1 ускорение, примерно равное ускорению массы m_2.

В соответствии с сформулированным алгоритмом управления составим таблицу правил для ФР с двумя входными переменными — углом отклонения массы m_2 от вертикали φ и угловой ско-

ростью отклонения $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$. Для φ и ω примем пять термов (*NB*, *NM*, *Z*, *PM*, *PB*), а для выходной переменной $F_{\text{п}}$ — семь термов (*NB*, *NM*, *NS*, *Z*, *PS*, *PM*, *PB*). Согласно первому условию алгоритма заполняем столбец таблицы для $\varphi = Z$ (рис. 4.13). Согласно второму условию заполняем строку таблицы для $\omega = Z$. Остальные клетки таблицы с $\omega \neq Z$ и $\varphi \neq Z$ заполняются результатами объединения соответствующих выходных термов:

$NM(\varphi = Z) + PS(\omega = Z) = Z$; $PS(\varphi = Z) + PM(\omega = Z) = PB$ и т.п.

Для тех сочетаний термов, которые не возникают в рассматриваемой задаче, соответствующие клетки таблицы остаются незаполненными. Дополнительно к таблице правил составляются функции принадлежности (ФП), исходя из значений параметров данного объекта управления: $m_1 = 250$ кг, $m_2 = 25$ кг; $F_{\text{п max}} = 3800$ Н; $\varphi_{\max} = 60°$. Оцениваются диапазоны возможных изменений переменных:

$\varphi = -60° \ldots 60° = -1{,}05 \ldots 1{,}05$ рад;

$\omega = -1{,}27 \ldots 1{,}27$ рад/с; $\omega_{\max} = \sqrt{2\frac{g}{l}(1 - \cos\varphi_{\max})} = 1{,}27$ рад/с;

$F_{\text{п}} = -3800 \ldots 3800$ Н, $F_{\max} = 3800$ Н.

Для функций принадлежности треугольной формы с относительными переменными принимаются за исходные значения центров ФП:

$c_1 = -1$; $c_2 = -0{,}5$; $c_3 = 0$; $c_4 = 0{,}5$; $c_5 = 1$ — для $\varphi/\varphi_{\max}$ и $\omega/\omega_{\max}$;

	NB	*NM*	*Z*	*PM*	*PB*
NB			*NM*	*Z*	*PS*
NM	*NB*	*NM*	*NS*	*PS*	*PS*
Z	*NM*	*NS*	*Z*	*PS*	*PM*
PM	*NS*	*NS*	*PS*	*PM*	*PB*
PB	*NS*	*Z*	*PM*		

φ — по столбцам; ω — по строкам

Рис. 4.13. Таблица правил для фаззи-регулятора по устранению раскачивания груза

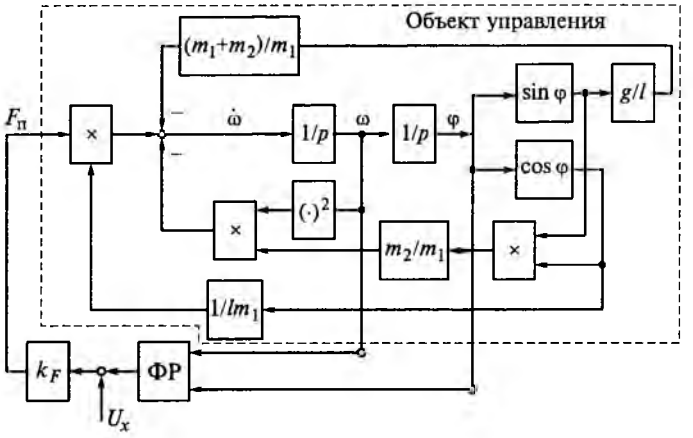


Рис. 4.14. Структурная схема, характеризующая движения маятника от источника силы с передаточным коэффициентом k_F

$c_1 = -1$; $c_2 = -0{,}6$; $c_3 = -0{,}3$; $c_4 = 0$; $c_5 = 0{,}3$; $c_6 = 0{,}6$; $c_7 = 1$ — для $F_п/F_{п\,max}$.

Переход к относительным величинам позволяет изменять усиление по каналу любой переменной, сохраняя неизменным относительное расположение их множеств по оси.

Проверка и корректировка составленного алгоритма выполняются с помощью моделирования данной системы на основе предварительно составленной схемы объекта управления в соответствии с полученным его математическим описанием (рис. 4.14).

Для моделирования систем с ФР можно рекомендовать расширенный пакет Simulink системы Matlab. Результат моделирования приведен на рис. 4.15. На вход системы подавался сигнал U_x (см.

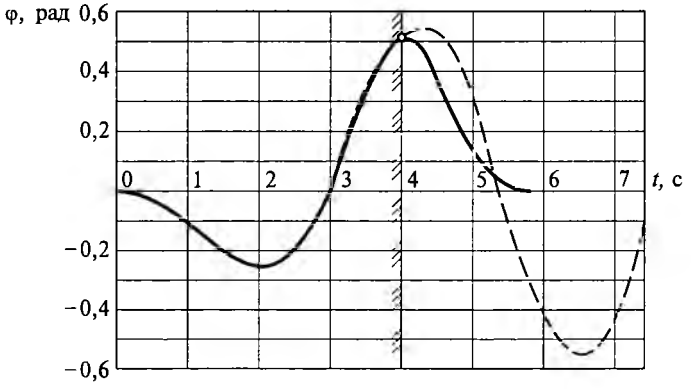


Рис. 4.15. Режим отработки приводом с фаззи-регулятором толчка тележки с маятниковой подвеской груза

рис. 4.14) в виде одного периода прямоугольного колебания. При отключенном ФР масса m_2 совершала незатухающие колебания относительно вертикального положения маятника (штриховая линия на рис. 4.15). При включении ФР в момент времени $t = 4$ с, когда обнулялся сигнал U_x, восстанавливалось вертикальное положение маятника без перерегулирования за время, меньшее полупериода колебаний (сплошная линия на рис. 4.15).

Практически ФР может быть реализован на основе универсального программируемого контроллера, в котором должны выполняться процедуры фаззификации, логического заключения и дефаззификации, написанные на соответствующем языке (например C++).

Контрольные вопросы

1. Чем отличаются переменные фаззи-логики от переменных классической логики?
2. Какие функциональные части входят в структуру фаззи-управления и каково их назначение?
3. По какому принципу выполняется логическое заключение в системе фаззи-управления?
4. Какие исходные алгоритмы могут использоваться при составлении правил для фаззи-регулятора?
5. В чем заключаются грубая и тонкая настройки фаззи-регулятора?
6. Составьте таблицу правил для фаззи-регулятора положения электропривода постоянного тока с жестким механическим звеном и с реактивным моментом сопротивления.
7. Если в электроприводе параллельно работают два регулятора — традиционный и фаззи-регулятор, то какие функции распределены между ними?

ЧАСТЬ II

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Материал данной части относится к системам управления нижнего уровня, т. е. к системам, формирующим свойства собственно электропривода. Рассматриваются способы управления, используемые в электроприводах разных типов, типовые узлы систем управления, синтез регуляторов, обеспечивающих требуемые показатели качества по выходной координате электропривода. Даны примеры выполнения систем управления и их узлов.

Глава 5

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

5.1. Системы модального управления

5.1.1. Общая характеристика модального управления

Ряд современных регулируемых электроприводов даже в линейном приближении представляет собой объекты управления, которым трудно придать устойчивость, тем более требуемые высокие динамические показатели движения рабочего органа. К таким электроприводам можно отнести приводы со многими взаимосвязанными координатами, с несколькими входами и выходами, с многомассовой подвижной частью, например, многодвигательные электроприводы некоторых типов манипуляторов, роботов, локаторов, электроприводы некоторых подъемно-транспортных машин, поворотных антенных установок и т. п. Такие электроприводы как динамические системы характеризуются большой размерностью (высоким порядком результирующего дифференциального уравнения). Стабилизировать их движение простыми средствами управления в виде одной обратной связи по выходной координате и одного регулятора не удается ввиду большого числа переменных, определяющих динамическое состояние электропривода.

Для данного типа электроприводов может оказаться эффективным известный из ТАУ способ управления, называемый мо-

дальным управлением [10]. Известно, что отрицательная обратная связь по какой-либо координате объекта управления (ОУ) стабилизирует эту координату, т.е. в той или иной мере поддерживает ее постоянной при неизменном задании и наличии возмущений внутри контура. Поэтому можно полагать, что если замкнуть ОУ по всем координатам, характеризующим его состояние в любой момент времени и называемым *переменными состояния*, то при соответствующем подборе коэффициентов обратных связей можно получить желаемые характеристики объекта управления относительно выходных координат.

Рассмотрим математическое описание системы с модальным управлением и синтез модального регулятора (МР) для линейного объекта управления. В общем случае ОУ может иметь несколько входов U_1, U_2, ..., U_m, несколько выходов y_1, y_2, ..., y_r и n переменных состояния x_1, x_2, ..., x_n, число которых равно числу независимых дифференциальных уравнений, описывающих динамику ОУ (рис. 5.1). Объект управления замыкается по совокупности всех x_i, т.е. по вектору состояния (ВС) $X(t) = [x_1 x_2 ... x_n]^T$. Сигналы обратных связей суммируются в модальном регуляторе в сигналы, образующие вектор $U_р(t) = [u_{р1} u_{р2} ... u_{рm}]^T$, который подается на входы объекта управления, где вычитается из вектора задающих сигналов $V(t) = [v_1 v_2 ... v_m]^T$, в результате чего образуется вектор управляющих сигналов $U(t) = [u_1 u_2 ... u_m]$.

Объект управления описывается системой дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\dot{x}_i = a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + ... + a_{in}x_n + b_{i1}u_1 + ... + b_{im}u_m,$$

где $i = 1, ..., n$;

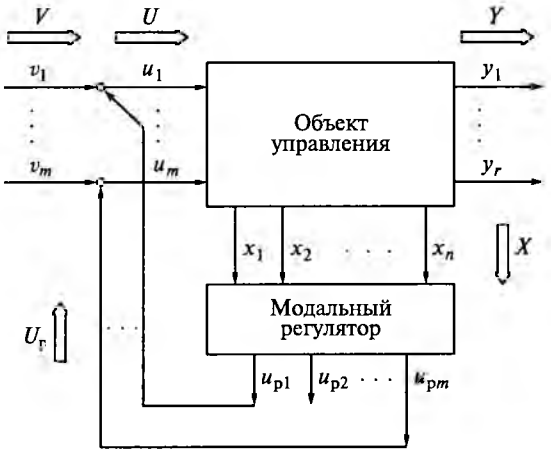


Рис. 5.1. Общий вид системы с модальным управлением

$$y_j = c_{j1}x_1 + c_{j2}x_2 + \ldots + c_{jn}x_n,$$

где $j = 1, \ldots, r$.

Уравнение модального регулятора:

$$U_{pj} = k_{j1}x_1 + k_{j2}x_2 + \ldots + k_{jn}x_n,$$

где $j = 1, \ldots, m$.

Уравнение замыкания:

$$U_j = V_j - U_{pj},$$

где $j = 1, \ldots, m$.

Описание системы с модальным управлением $n + r + m$ уравнениями более компактно представляется в матричной форме:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + BU(t); \\ Y(t) &= CX(t); \\ U_p(t) &= KX(t); \\ U(t) &= V(t) - U_p(t), \end{aligned} \tag{5.1}$$

где A — квадратная матрица объекта управления $(n \times n)$, $A = [a_{ij}]$; B — прямоугольная матрица управления $(n \times m)$, $B = [b_{ij}]$; C — прямоугольная матрица выходов $(r \times n)$, $C = [c_{ij}]$; K — прямоугольная матрица модального регулятора $(m \times n)$, $K = [k_{ij}]$.

Для замкнутого по вектору состояния ОУ первое, третье и четвертое уравнения системы (5.1) совместно дают результирующее матричное уравнение во временно́й области:

$$\dot{X}(t) = (A - BK)X(t) + BV(t). \tag{5.2}$$

Уравнениям (5.1) и (5.2) соответствует векторно-матричная схема (рис. 5.2).

Уравнение (5.2) в операторной форме имеет вид

$$DX(p) = BV(p), \tag{5.3}$$

где D — характеристическая квадратная матрица $(n \times n)$;

$$D = p\mathrm{I} - A + BK, \tag{5.4}$$

где I — единичная матрица.

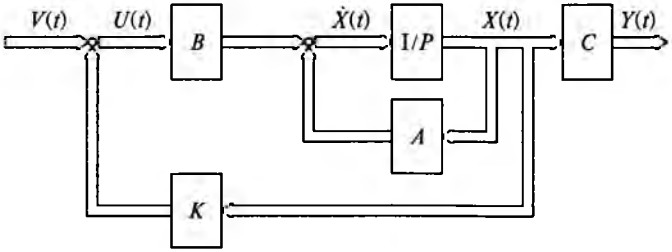


Рис. 5.2. Векторно-матричная схема системы модального управления

Детерминант от матрицы D является характеристическим полиномом замкнутого по ВС объекта управления:

$$D(p) = \det(p\mathrm{I} - A + BK) = \sum_{j=1}^{n_r} (-1)^{i+j} d_{ij} D_{ij}, \qquad (5.5)$$

где i — номер строки; j — номер столбца; d_{ij} — элемент i-й строки и j-го столбца характеристической матрицы; D_{ij} — минор, соответствующий элементу d_{ij}.

Решение характеристического уравнения $D(p) = 0$ дает корни ОУ, замкнутого по ВС. Так как корни определяют динамические свойства системы, замкнутой через МР, то для получения желаемых динамических показателей потребуются соответствующие корни характеристического полинома. Отсюда вытекает принцип синтеза модального регулятора: *подобрать матрицу K модального регулятора так, чтобы получить в комплексной плоскости желаемое распределение корней характеристического полинома замкнутого по вектору состояния объекта управления.*

Синтез МР выполняется методом стандартных уравнений, которые в нормированной форме приведены в справочной литературе. Для получения нормированной формы исходное уравнение n-го порядка

$$D(p) = D_0 p^n + D_1 p^{n-1} + \ldots + D_i p^{n-i} + D_{n-1} p + D_n = 0$$

делится на коэффициент D_0 и приобретает корневую форму

$$p^n + c_1 \omega_б p^{n-1} + \ldots + c_i \omega_б^i p^{n-i} + \ldots + c_{n-1} \omega_б^n = 0. \qquad (5.6)$$

Здесь $\omega_б$ — базовая частота (среднегеометрический корень), $\omega_б = \sqrt[n]{\dfrac{D_n}{D_0}}$; $c_i = \dfrac{D_i}{D_0 \omega_б^i}$.

Делением уравнения (5.6) на $\omega_б^n$ осуществляется переход к нормированному уравнению

$$S^n + c_1 S^{n-1} + \ldots + c_i S^{n-i} + \ldots + c_{n-1} S + 1 = 0 \qquad (5.7)$$

с относительным оператором $S = \dfrac{p}{\omega_б} = \dfrac{d}{d\tau}$ и относительным временем $\tau = \omega_б t$.

В табл. 5.1 приведен некоторый набор нормированных уравнений со второго по шестой порядок [18]. Каждое приведенное уравнение характеризуется определенным распределением корней, которому соответствуют значения перерегулирования σ и относительного времени переходного процесса $\tau_{п\,п}$ при отработке замкнутым по ВС объектом управления скачка задающего сигнала.

Таблица 5.1

Типовые нормированные уравнения

Нормированные уравнения	Перерегулирование σ, %	Относительное время переходного процесса $\tau_{п.п}$	Условия определения коэффициентов уравнения
$S^2 + 2S + 1$	0	4,8	Биноминальное разложение $(S+1)^n$
$S^3 + 3S^2 + 3S + 1$	0	6,3	
$S^4 + 4S^3 + 6S^2 + 4S + 1$	0	7,5	
$S^5 + 5S^4 + 10S^3 + 10S^2 + 5S + 1$	0	9,1	
$S^2 + \sqrt{2}S + 1$	4,5	2,8	Разложение по Баттерворту $\sqrt{\alpha^2 + \omega^2} = \omega_б$
$S^3 + 2S^2 + 2S + 1$	7,1	5,9	
$S^4 + 2{,}6S^3 + 3{,}4S^2 + 2{,}6S + 1$	12	6,9	
$S^5 + 3{,}24S^4 + 5{,}24S^3 + 5{,}24S^2 + 3{,}24S + 1$	9,5	7,8	
$S^6 + 3{,}86S^5 + 7{,}46S^4 + 9{,}13S^3 + 7{,}46S^2 + 3{,}86S + 1$	12	8	
$S^2 + \sqrt{2}S + 1$	4,5	2,8	Модульный оптимум
$S^3 + 2S^2 + 2S + 1$	7,1	5,9	
$S^4 + 2{,}82S^3 + 4S^2 + 2{,}82S + 1$	6,2	7,0	
$S^5 + 4S^4 + 8S^3 + 8S^2 + 4S + 1$	5	7,5	
$S^2 + \sqrt{2}S + 1$	4,5	2,8	Минимум интеграла $\int_0^\infty t\lvert(1-x)\rvert\,dt$
$S^3 + 1{,}75S^2 + 2{,}15S + 1$	3	3,6	
$S^4 + 2{,}1S^3 + 3{,}4S^2 + 2{,}7S + 1$	10	4,7	
$S^5 + 2{,}8S^4 + 5S^3 + 5{,}6S^2 + 3{,}4S + 1$	6	7,8	
$S^6 + 3{,}2S^5 + 6{,}6S^4 + 8{,}6S^3 + 7{,}45S^2 + 3{,}9S + 1$	3	5,4	

5.1.2. Синтез модального регулятора электропривода

Полученная на основании математического описания векторно-матричная схема системы с модальным управлением представляет собой при отсутствии внешних воздействий замкнутый

контур, состоящий из двух частей — объекта управления и управляющего устройства, называемого в данной системе модальным регулятором. Каждая из этих двух частей характеризуется соответствующими матрицами. Модальный регулятор преобразует вектор состояния $X(t)$ объекта управления в вектор управления $U(t)$.

Цель синтеза МР согласно сформулированному в подразд. 5.1.1 принципу заключается в соответствующем подборе матрицы K, т.е. в определении параметров МР, обеспечивающих желаемые показатели качества объекта управления, замкнутого по ВС.

К показателям качества относятся:

перерегулирование σ, характеризующее уровень демпфирования системы или уровень плавности движения рабочего органа;

время переходного процесса $t_{\text{п.п}}$, характеризующее быстродействие системы;

жесткость $\beta_э$ или статизм $\delta_э$ механической характеристики, когда объектом управления является электропривод.

Процедура выполнения синтеза МР методом стандартных уравнений осуществляется в три этапа.

1. Определение количества и выбор переменных состояния, составление относительно выходной координаты характеристических уравнений для разомкнутого объекта управления (ОУ)

$$(d_0 p^n + d_1 p^{n-1} + \ldots + d_i p^{n-i} + \ldots + d_{n-1} p + d_n) x_n = \sum_{i=1}^{m} b_i(p) U_i \quad (5.8)$$

и ОУ, замкнутого по ВС,

$$(D_0 p^n + D_1 p^{n-1} + \ldots + D_i p^{n-i} + \ldots + D_{n-1} p + D_n) x_n = \sum_{i=1}^{m} B_i(p) V_i. \quad (5.9)$$

В уравнениях (5.8) и (5.9) x_n — выходная переменная состояния; m — число воздействий на ОУ;

$$D_0 = d_0;$$

$$D_i = d_i + \sum_{j=1}^{n} a_j k_j, \quad (5.10)$$

где a_j — параметр ОУ по j-й переменной состояния; k_j — коэффициент усиления МР по j-й переменной состояния.

2. Выбор по желаемым показателям качества (σ и $\tau_{\text{п.п}}$) нормированного уравнения (5.7), порядок n которого равен порядку уравнения объекта управления.

3. Определение параметров МР из системы уравнений

$$D_i = d_i + \sum_{j=1}^{n} a_j k_j = D_{i\,\text{жел}} = d_0 c_i \omega_6^i, \quad (5.11)$$

где $i = 1, \ldots, n$.

В системе из n алгебраических уравнений (5.11) известными являются параметры a_j, d_0, d_i, c_i, а искомыми — k_j. Если задано желаемое быстродействие системы $t_{\text{п.п.жел}}$, то базовая частота оказывается известной и равной $\omega_б = \tau_{\text{п.п}}/t_{\text{п.п.жел}}$. В этом случае система уравнений (5.11) оказывается линейной, решение ее дает искомые значения параметров МР k_j. При этом установившийся режим объекта управления характеризуется уравнением (5.9) при подстановке в него $p \equiv 0$:

$$D_n x_n = \sum_{i=1}^{n} B_i(0) V_i. \qquad (5.12)$$

Для электропривода из уравнения (5.12) может быть определена жесткость его механической характеристики ($\beta_з$), которая оказывается функцией k_j, т.е. $\beta_з = f(k_j)$, и значение которой может быть недопустимо низким — $\beta_з < \beta_{\text{жел}}$. Чтобы обеспечить желаемое значение жесткости, систему уравнений (5.11) следует дополнить уравнением $\beta_з = f(k_j)$. Тогда в числе искомых величин будет дополнительно $\omega_б$. Однако при этом система уравнений (5.11) становится нелинейной и ее решение при высоком порядке n представляется непростой расчетной задачей. Практически данную задачу проще решить, задавая ряд значений $\omega_б$ и определяя соответствующие им значения $\beta_з$.

Таким образом, в синтезе модального регулятора динамические и статические показатели взаимосвязаны. Обеспечивая желаемые динамические показатели $\sigma_{\text{жел}}$, $t_{\text{п.п.жел}}$, получаем подчиненный им статический показатель $\beta_з$, и наоборот, задавая желаемые значения $\sigma_{\text{жел}}$ и $\beta_{\text{жел}}$, получаем подчиненное им значение $t_{\text{п.п}}$.

Выполним синтез МР для электропривода с упругим механическим звеном. Таким звеном может быть кинематическая цепь (КЦ), передающая механическую энергию от вала двигателя (Д) к рабочему органу (РО) и обладающая заметной упругой податливостью (длинный вал, редукторная передача, канатная, цепная, ременная передачи). Упругое звено с коэффициентом жесткости C_{12} связывает между собой две массы (ротора двигателя и рабочего органа), характеризуемые при вращательном движении моментами инерции J_1 и J_2. Структурно электропривод с таким звеном представляет собой двухмассовую электромеханическую систему (ДЭМС) (рис. 5.3), которой при определенном соотношении параметров присущ резко колебательный характер движения. Задача управления для данного электропривода состоит в обеспечении устойчивости, стабилизации движения рабочего органа в динамических и статических режимах.

Синтез МР для приведенной на рис. 5.3 структуры выполним на базе электропривода постоянного тока с инерционным управляемым преобразователем (УП) с коэффициентом усиления $k_п$ и постоянной времени $T_п$ и безынерционным усилителем (У) с ко-

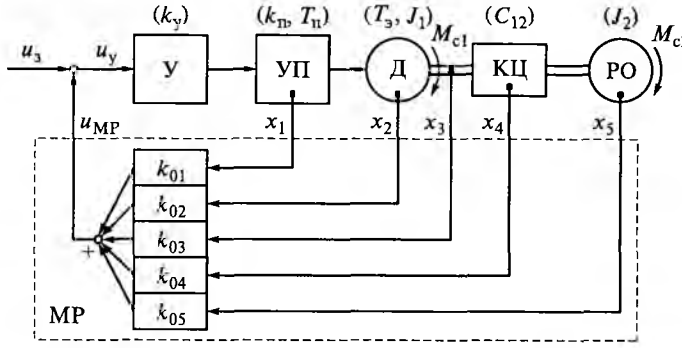


Рис. 5.3. Структура двухмассовой электромеханической системы с модальным регулятором

эффициентом усиления $k_у$. Моменты сопротивления M_{c1}, M_{c2}, скорость рабочего органа РО ω_2 и параметры подвижной части J_1, J_2, C_{12} приведены к скорости двигателя ω_1. Электропривод описывается исходной системой уравнений

$$\begin{aligned}
(T_п p + 1)e_п &= k_п k_у u_у;\\
(T_э p + 1)i &= \frac{1}{R}\left(e_п - \frac{1}{k_д}\omega_1\right);\\
J_1 p\omega_1 &= \frac{1}{k_д} i - M_с - M_{12};\\
M_{12} &= C_{12}(\varphi_1 - \varphi_2);\\
J_2 p\omega_2 &= M_{12} - M_{c2};\\
\omega_1 &= p\varphi_1;\\
\omega_2 &= p\varphi_2,
\end{aligned} \qquad (5.13)$$

где $e_п$ — ЭДС УП, В; $T_э$ — электромагнитная постоянная времени, с; i — ток якоря двигателя, А; R — сопротивление якорной цепи, Ом; $K_д$ — передаточный коэффициент двигателя, рад/(В · с).

Согласно процедуре синтеза выбираем переменные состояния: $x_1 = e_п$; $x_2 = i$; $x_3 = \omega_1$; $x_4 = M_{12}$; $x_5 = \omega_2$ и, решая систему уравнений (5.13) относительно выходной координаты ω_2, получаем уравнение разомкнутого электропривода:

$$\begin{aligned}
&(d_0 p^5 + d_1 p^4 + d_2 p^3 + d_3 p^2 + d_4 p + d_5)\omega_2 =\\
&= k_0 u_у - b_0 \frac{M_{c1}}{\beta} - (b_1 p^4 + b_2 p^3 + b_3 p^2 + b_4 p + b_5)\frac{M_{c2}}{\beta},
\end{aligned} \qquad (5.14)$$

где k_0 — передаточный коэффициент разомкнутого электропривода ($k_0 = k_у k_п k_д$).

В уравнении (5.14)

$d_0 = T_п T_э T_м T_2^2$; $b_0 = 1$;

$d_1 = (T_п + T_э) T_м T_2^2$; $b_1 = T_п T_э T_1^2$;

$d_2 = T_м T_2^2 + T_п(\gamma T_э T_м + T_2^2)$; $b_2 = T_1^2 (T_п + T_э)$;

$d_3 = T_2^2 + \gamma T_м (T_п + T_э)$; $b_3 = T_1^2 + T_п (T_э + \beta / C_{12})$;

$d_4 = \gamma T_м + T_п$; $b_4 = T_п + T_э + \beta / C_{12}$;

$d_5 = 1$; $b_5 = 1$.

Здесь $T_м$ — механическая постоянная времени двигателя, с ($T_м = J_1/\beta$); T_2 — резонансная постоянная времени РО, с ($T_2 = \frac{1}{\Omega_2}\sqrt{\frac{J_2}{C_{12}}}$, где Ω_2 — резонансная частота РО); γ — коэффициент распределения моментов инерции в двухмассовой системе $\left(\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}\right)$; T_1 — резонансная постоянная времени ротора двигателя, с ($T_1 = \frac{1}{\Omega_1}\sqrt{\frac{J_1}{C_{12}}}$, где Ω_1 — резонансная частота ротора); β — жесткость механической характеристики разомкнутого электропривода.

Для получения уравнения для замкнутого по ВС электропривода в (5.14) вставляем уравнение замыкания:

$$u_у = u_з - \sum_{i=1}^{5} k_{0i} x_i = u_з - (k_{01} e_п + k_{02} i + k_{03}\omega_1 + k_{04} M_{12} + k_{05}\omega_2) \quad (5.15)$$

и, выражая переменные M_{12}, ω_1, i, $e_п$ через ω_2, получаем

$$(D_0 p^5 + D_1 p^4 + D_2 p^3 + D_3 p^2 + D_4 p + D_5)\omega_2 = \\ = k_0 u_з - B_0 \frac{M_{c1}}{\beta} - (B_1 p^4 + B_2 p^3 + B_3 p^2 + B_4 p + B_5)\frac{M_{c2}}{\beta}. \quad (5.16)$$

В уравнении (5.16)

$D_0 = d_0$; $B_0 = 1 + k_1 + k_2$;

$D_1 = d_1 + k_1 T_э T_м T_2^2$; $B_1 = b_1$;

$D_2 = d_2 + (k_1 + k_2) T_м T_2^2$; $B_2 = b_2 + k_1 T_э T_1^2$;

$D_3 = d_3 + k_1(\gamma T_м T_э + T_2^2) + k_3 T_2^2$; $B_3 = b_3 + (k_1 + k_2) T_1^2$;

$D_4 = d_4 + (k_1 + k_2)\gamma T_м + k_4(\gamma - 1) T_м$; $B_4 = b_4 + k_1(T_э + \frac{\beta}{C_{12}}) + k_3 \frac{\beta}{C_{12}}$;

$D_5 = 1 + k_1 + k_3 + k_5$; $B_5 = 1 + k_1 + k_2 + k_4$.

Здесь $k_1 = k_y k_п k_{01}$; $k_2 = k_y k_п \dfrac{k_{02}}{R}$; $k_3 = k_y k_п k_д k_{03}$; $k_4 = k_y k_п \dfrac{k_{04}}{R k_д}$; $k_5 = k_y k_п k_д k_{05}$.

Выбираем нормированное уравнение пятого порядка для замкнутого по ВС электропривода по желаемым параметрам $\sigma_{жел}$ и $\tau_{жел}$:

$$S^5 + c_1 S^4 + c_2 S^3 + c_3 S^2 + c_4 S + 1 = 0. \qquad (5.17)$$

Например, для $\sigma \approx 5\,\%$, $\tau_{п.п} = 7{,}5$ (модульный оптимум) $c_1 = c_4 = 4$; $c_2 = c_3 = 8$ (см. табл. 5.1).

Определяем параметры МР из системы уравнений (5.11):

$$\begin{gathered} k_1 = (d_0 c_1 \omega_б - d_1)/(T_э T_м T_2^2); \\ k_2 = (d_0 c_2 \omega_б^2 - d_2)/(T_м T_2^2) - k_1; \\ k_3 = \left[(d_0 c_3 \omega_б^3 - d_3) - k_1(\gamma T_м T_э + T_2^2)\right]/T_2^2; \\ k_4 = \left[(d_0 c_4 \omega_б^4 - d_4) - (k_1 + k_2)\gamma T_м\right]/(\gamma - 1)T_м; \\ k_5 = (d_0 \omega_б^5 - 1) - (k_1 + k_3). \end{gathered} \qquad (5.18)$$

Параметры МР определяются системой (5.18), если известно значение $\omega_б = \tau_{п.п}/t_{п.п}$, т.е. если задано желаемое быстродействие системы $t_{п.п.жел}$.

При определении k_i желательно выполнять условие $k_i > 0$, что соответствует отрицательным обратным связям, которые обеспечивают определенную робастность системы, т.е. пониженную чувствительность к изменениям параметров и воздействий внутри контуров x_i. Условие $k_1 \geq 0$ накладывает ограничение на значение базовой частоты:

$$\omega_б \geq \frac{d_1}{d_0 c_1} = \frac{1}{c_1}\left(\frac{1}{T_э} + \frac{1}{T_п}\right). \qquad (5.19)$$

По полученным общим коэффициентам усиления МР k_i находят значения коэффициентов обратных связей, т.е. коэффициентов собственно МР:

$$k_{01} = k_1/(k_y k_п);\ k_{02} = k_2 R/(k_y k_п);\ k_{03} = k_3/(k_y k_п k_д);$$

$$k_{04} = k_4 R k_д/(k_y k_п);\ k_{05} = k_5/(k_y k_п k_д).$$

Механическая характеристика замкнутого электропривода определяется из выражения (5.16) подстановкой $p \equiv 0$:

$$\omega_2 = \frac{k_0}{1 + k_1 + k_3 + k_5} u_з - \frac{(1 + k_1 + k_2)M_{c1} + (1 + k_1 + k_2 + k_4)M_{c2}}{\beta(1 + k_1 + k_3 + k_5)}. \qquad (5.20)$$

В рассматриваемом электроприводе M_{c1} является моментом трения в двигателе и в части механической передачи, а M_{c2} — основной момент нагрузки. Если пренебречь моментом трения, то

жесткость механической характеристики замкнутого электропривода определится выражением

$$\beta_з = \beta \frac{1 + k_1 + k_3 + k_5}{1 + k_1 + k_2 + k_4}. \qquad (5.21)$$

В зависимости от параметров МР $\beta_з$ может быть и больше, и меньше, и равна β.

Из выражения (5.21) следует, что при выбранных переменных состояния отрицательные связи по току и моменту M_{12} снижают жесткость механической характеристики электропривода. Чтобы МР повышал $\beta_з$ при любой настройке, можно взять другой набор переменных состояния без жестких связей по i и M_{12}, например, $x_1 = \frac{di}{dt}$, $x_2 = \frac{d\omega_1}{dt}$, $x_3 = \omega_1$, $x_4 = \frac{d\omega_2}{dt}$, $x_5 = \omega_2$. Тогда

$$\beta_з = \beta(1 + k_3 + k_5) > \beta. \qquad (5.22)$$

Параметры МР с данными x_i определятся следующим образом:

$$\begin{aligned} k_1 &= (d_0 c_1 \omega_б - d_1)/(T_м T_2^2); \\ k_2 &= (d_0 c_2 \omega_б^2 - d_2)/T_2^2; \\ k_3 &= \left[(d_0 c_3 \omega_б^3 - d_3) - k_1 \gamma T_м\right]/T_2^2; \\ k_4 &= (d_0 c_4 \omega_б^4 - d_4) - (d_0 c_2 \omega_б^2 - d_2)/T_2^2; \\ k_5 &= (d_0 \omega_б^5 - 1) - k_3. \end{aligned} \qquad (5.23)$$

К достоинствам модального управления можно отнести:

возможность получить любое демпфирование и быстродействие «в малом» в линейном электроприводе любой сложности;

достижимость любой жесткости механической характеристики при заданном демпфировании;

робастность системы управления;

простоту синтеза для сложных линейных систем с высоким порядком.

Недостатки модального управления:

желаемая динамика достижима «в малом»;

отсутствие токоограничения;

большое число измеряемых координат, т.е. повышенная потребность в датчиках.

5.1.3. Наблюдающие устройства в системах управления

Применительно к сложным объектам управления с высоким порядком n характеристического полинома, для которых модальное управление оказывается наиболее эффективным, потребовалось бы n датчиков для построения модального регулятора. В со-

ставе системы управления датчики, особенно электромеханические, — наиболее дорогостоящие устройства. Кроме того, не все переменные состояния могут быть доступны непосредственному измерению, например, момент или усилие, передаваемые через механическую передачу, низкая скорость рабочего органа, магнитный поток двигателя. Поэтому для практической реализации модального регулятора труднодоступные измерению переменные состояния выделяются косвенным способом. Для этой цели используются так называемые *наблюдающие устройства*, или *наблюдатели* [10].

Наблюдающее устройство (НУ) выполняет функцию идентификации всего объекта управления или его части и представляет собой математическую модель. В отличие от обычной расчетной модели наблюдатель работает в реальном времени, имеет общие с объектом наблюдения физические входные переменные u_i, дополняется обратной связью по разности между доступными измерению выходными переменными y_i объекта управления и их математическими оценками наблюдателем.

На основании данного определения можно записать уравнения в матричной форме для наблюдателя совместно с объектом управления:

$$\begin{gathered}\dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + BU(t) + G(Y(t) - C\hat{X}(t)) \text{ — для НУ;} \\ \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t);\ Y(t) = CX(t) \text{ — для ОУ;} \\ U(t) = V(t) - K\hat{X}(t) \text{ — для МР,}\end{gathered} \tag{5.24}$$

где G — матрица $(n \times r)$ регулятора НУ; C — матрица $(r \times n)$ выходов, доступных измерению.

Данной системе уравнений соответствует векторно-матричная схема, в которой объект управления замыкается по вектору состояния, оцененному наблюдающим устройством (рис. 5.4).

Из уравнения НУ в операторной форме

$$p\hat{X}(p) = (A - GC)\hat{X}(p) + BU(p) + G(Y(p)) \tag{5.25}$$

находятся характеристическая матрица НУ

$$D = p\mathrm{I} - A + GC \tag{5.26}$$

и характеристический полином

$$D(p) = \det(p\mathrm{I} - A + GC). \tag{5.27}$$

Таким образом, наблюдатель представляет собой замкнутую систему, в которой обратные связи с матричным коэффициентом G выполняют функцию модального регулятора наблюдателя. Задача синтеза НУ: *подобрать матрицу G такую, чтобы получить желаемое распределение корней характеристического полинома наблюдателя по условиям его устойчивости и быстродействия в оценке наблюдаемых переменных состояния.*

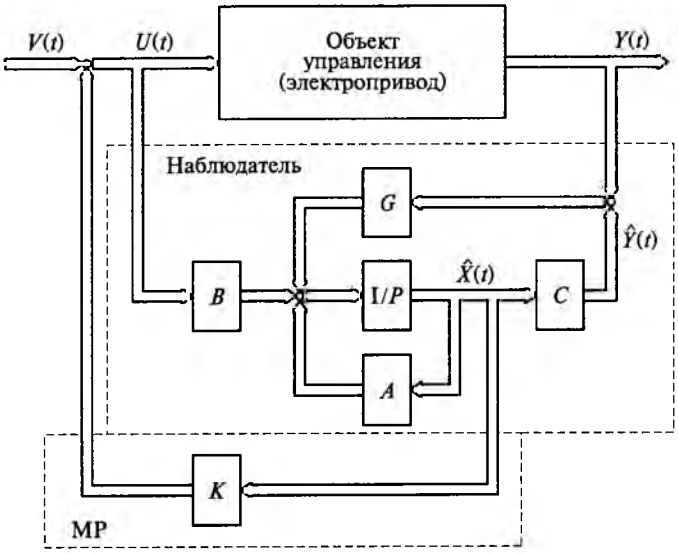


Рис. 5.4. Векторно-матричная схема с наблюдающим устройством

Уравнения для ошибки наблюдения

$$\Delta X = \widehat{X} - X \tag{5.28}$$

получим, вычитая из уравнения для НУ уравнение для ОУ:

$$\Delta \dot{X} = (A - GC)\Delta X. \tag{5.29}$$

Из уравнения (5.29) следует, что при равенстве матриц НУ и ОУ и при устойчивом НУ ошибка наблюдения в установившемся режиме равна нулю.

Возможность наблюдаемости объекта управления определяется условием наблюдаемости: объект наблюдаем, если возможно в момент t_0 оценить состояние $X(t_0)$ по значениям y при $t < t_0$. Физически условие наблюдаемости означает, что изменяемость недоступных измерению x_i вызывает изменяемость доступных измерению y_j. Математически наблюдаемость определяется условием, что ранг составной матрицы

$$Q = \left[C^T \quad A^T C^T \quad (A^T)^2 C^T \quad \ldots \quad (A^T)^{n-1} C^T \right] \tag{5.30}$$

равен порядку системы n.

Система уравнений (5.24) взаимосвязывает между собой две системы: объект управления с модальным регулятором (ОУ + МР) и наблюдатель с объектом управления (НУ + ОУ). Разрешим данную систему уравнений при $V \equiv 0$ относительно двух переменных X и ΔX. С учетом подстановки переменных $U(t) = -K\widehat{X}(t)$ и

$\hat{X}(t) = X + \Delta X$ во второе уравнение системы (5.24) и уравнения (5.29) получим систему

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= (A - BK)X(t) - BK\Delta X(t); \\ \Delta\dot{X}(t) &= (A - GC)\Delta X(t). \end{aligned} \tag{5.31}$$

Уравнениям (5.31) в операторной форме соответствуют характеристическая матрица

$$D = \begin{bmatrix} (p\mathrm{I} - A + BK) & BK \\ 0 & (p\mathrm{I} - A + GC) \end{bmatrix} \tag{5.32}$$

и характеристический полином системы

$$D(p) = \det(p\mathrm{I} - A + BK)\det(p\mathrm{I} - A + GC), \tag{5.33}$$

который состоит из произведения двух характеристических полиномов для объекта управления, замкнутого через МР, и для наблюдателя. Следовательно, объект управления, замкнутый по вектору состояния, оцененного наблюдателем, можно рассматривать независимо от самого наблюдателя.

Наблюдающее устройство, оценивающее полный вектор состояния всего объекта управления, имеет ранг, равный рангу ОУ. В общем случае такое НУ представляет собой сложную систему и оказывается избыточным при наличии датчиков для некоторых переменных состояния. В этой ситуации представляется возможным понизить (редуцировать) ранг НУ и оценивать только те переменные состояния $x_i = w_i$, которые недоступны измерению, а переменные y, доступные измерению, формировать датчиками. Тогда объектом наблюдения будет не весь ОУ, а только его часть. Соответствующий этой части наблюдатель получил название *редуцированное наблюдающее устройство* (РНУ). Составим для РНУ математическое описание в матричной форме.

Вектор доступных измерению r выходных переменных $y \in R^r$ можно выразить через все переменные состояния x_i в следующей форме:

$$Y(t) = CX(t), \tag{5.34}$$

где C — составляющая блочная матрица $(r \times n)$;

$$C = [\mathrm{I} \quad 0],$$

где I — единичная матрица $(r \times r)$; 0 — нулевая матрица $(r \times (n - r))$.

Полный вектор состояния $X(t)$ ранга n при построении РНУ представляется блочной матрицей — столбцом с r элементами в блоке $Y(t)$ и с $(n - r)$ элементами в блоке $W(t)$:

$$X(t) = \begin{bmatrix} Y(t) \\ W(t) \end{bmatrix}. \tag{5.35}$$

Тогда уравнения для ОУ (5.24) выражаются через блочные матрицы:

$$\begin{bmatrix} \dot{Y}(t) \\ \dot{W}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y(t) \\ W(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \cdot U(t); \qquad (5.36)$$

$$Y(t) = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \cdot x(t),$$

где $A_{11}(r \times r)$; $A_{12}(r \times (n-r))$; $A_{21}((n-r) \times r)$; $A_{22}((n-r) \times (n-r))$ — матрицы соответствующих частей ОУ с отмеченными рангами; $B_1(r \times m)$; $B_2((n-r) \times m)$ — соответствующие переменным y и w блоки матрицы управления.

Решая уравнения (5.36) относительно $Y(t)$ и $W(t)$, получаем:

$$\begin{aligned} \dot{Y}(t) &= A_{11}Y(t) + A_{12}W(t) + B_1U(t); \\ \dot{W}(t) &= A_{21}Y(t) + A_{22}W(t) + B_2U(t). \end{aligned} \qquad (5.37)$$

Так как величину $A_{12}W(t) = \dot{Y}(t) - A_{11}Y(t) - B_1U(t)$ можно рассматривать как измеряемую переменную, а величину $B_2U(t) + A_{21}Y(t)$ — как входное воздействие объекта наблюдения, то в соответствии с уравнением для НУ (5.24) получаем уравнение для РНУ:

$$\dot{\widehat{W}}(t) = A_{22}\widehat{W}(t) + (B_2U(t) + A_{21}Y(t)) + L(A_{12}W(t) - A_{12}\widehat{W}(t)), \qquad (5.38)$$

где L — искомая матрица $((n-r) \times r)$.

Подставляя в (5.38) выражение для $A_{12}W(t)$ и вводя переменную $Z(t) = \widehat{W}(t) - LY(t)$, получаем результирующее уравнение РНУ в двух формах:

$$\dot{Z}(t) = (A_{22} - LA_{12})\widehat{W}(t) + (A_{21} - LA_{11})Y(t) + (B_2 - LB_1)U(t); \qquad (5.39)$$

$$\begin{aligned} \dot{Z}(t) = (A_{22} - LA_{12})Z(t) + \left[A_{21} - LA_{11} + L(A_{22} - LA_{21})\right]Y(t) + \\ + (B_2 - LB_1)U(t). \end{aligned} \qquad (5.40)$$

При этом

$$\widehat{W}(t) = Z(t) + LY(t). \qquad (5.41)$$

Уравнениям (5.39) — (5.41) соответствуют векторно-матричные схемы РНУ (рис. 5.5).

Среди труднодоступных измерению могут быть не только переменные состояния, но и внешние воздействия на объект наблюдения, например, моменты нагрузки, флуктуации напряжения, частоты энергетического источника питания. Построение НУ без учета данных воздействий приводит к дополнительным погрешностям в оценках переменных состояния. Исключить или по крайней мере ослабить влияние неизмеряемых воздействий на ошибку наблюдения можно следующими способами:

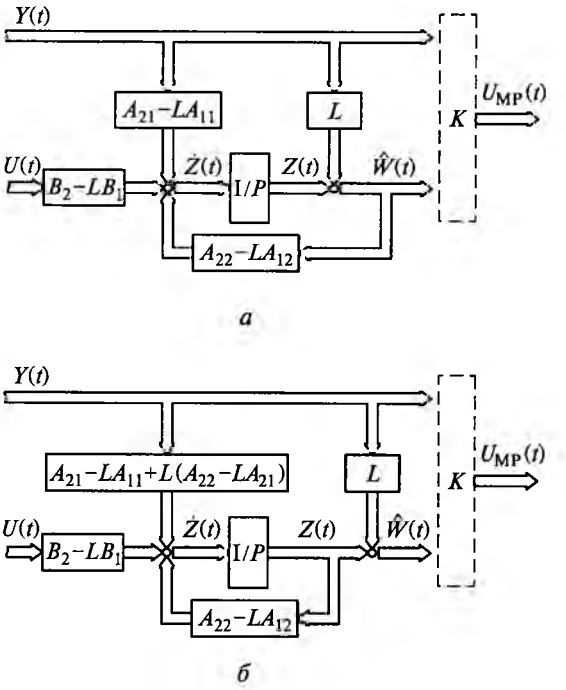


Рис. 5.5. Векторно-матричные схемы с редуцированным наблюдающим устройством, соответствующие формулам (5.39) (*а*) и (5.40) (*б*)

созданием инвариантности РНУ к неизмеряемому воздействию по условию $B_2 - LB_1 = 0$, если при этом не нарушается требование к устойчивости и динамике при выборе L;

включением внешнего воздействия, незначительно изменяющегося в исследуемом динамическом режиме, в группу переменных состояния по условию $W_i = 0$.

5.1.4. Пример построения системы модального управления с наблюдателями для электропривода постоянного тока

Будем решать две задачи: синтеза модального регулятора и синтеза наблюдающего устройства, восстанавливающего частично или полностью вектор состояния данного электропривода.

Задача 1. Выполнить синтез МР, обеспечивающего для выходной координаты электропривода апериодический процесс со временем $t_{\text{п.п}} \le 0{,}15$ с, а также повышение жесткости механической характеристики в 10 раз.

Исходные данные:

двигатель получает питание от тиристорного преобразователя (ТП);

коэффициент усиления ТП $k_{\text{п}} = 25$;
постоянная времени цепи управления ТП $T_{\text{п}} = 0{,}02$ с;
двигатель постоянного тока с тахогенератором на валу;
передаточный коэффициент двигателя $k_{\text{д}} = 0{,}9$ рад/(В · с);
электромагнитная постоянная времени якорной цепи $T_{\text{э}} = 0{,}04$ с;
механическая постоянная времени $T_{\text{м}} = 0{,}1$ с;
результирующее сопротивление якорной цепи $R = 0{,}05$ Ом;
передаточный коэффициент тахогенератора (ТГ) $k_{\text{ТГ}} = 0{,}032$ (В · с)/рад;
рабочий орган связан с валом двигателя кинематической цепью с коэффициентом жесткости $c_{12} = \infty$;
момент нагрузки $M_{\text{наг}} = \text{const}$.

Задача решается в соответствии с изложенной выше процедурой синтеза поэтапно.

Этап 1. Выбираются переменные состояния и составляются дифференциальные уравнения разомкнутого и замкнутого электропривода относительно скорости рабочего органа:

$$x_1 = \frac{di}{dt};\quad x_2 = \frac{d\omega}{dt};\quad x_3 = \omega.$$

Выбираются гибкие обратные связи по току i и скорости ω с целью гарантированного повышения жесткости механической характеристики [см. формулу (5.22)].

Дифференциальное уравнение третьего порядка и его коэффициенты для разомкнутого привода определяются из уравнения (5.14) подстановкой значений $c_{12} = \infty$; $T_1 = T_2 = 0$; $\gamma = 1$:

$$(d_0 p^3 + d_1 p^2 + d_2 p + d_3)\omega = k_0 u_y - (b_0 p^2 + b_1 p + b_2)\frac{M_{\text{с}}}{\beta};$$

$$d_0 = T_{\text{п}} T_{\text{э}} T_{\text{м}} = 8 \cdot 10^{-5}\ \text{с}^3;$$

$$d_1 = (T_{\text{п}} + T_{\text{э}}) T_{\text{м}} = 0{,}006\ \text{с}^2;$$

$$d_2 = T_{\text{п}} + T_{\text{м}} = 0{,}12\ \text{с};$$

$$d_3 = 1;$$

$$k_1 = \frac{k_{\text{у}} k_{\text{п}} k_{01}}{R};$$

$$k_2 = k_{\text{м}} k_{\text{п}} k_{\text{д}} k_{02};$$

$$k_3 = k_{\text{м}} k_{\text{п}} k_{\text{д}} k_{03};$$

$$B_0 = b_0 = 8 \cdot 10^{-4},\ \text{с}^2;$$

$$B_1 = b_1 + k_1 = 0{,}06 + k_1,\ \text{с};$$

$$B_2 = b_2 = 1.$$

Этап 2. Выбирается тип нормированного уравнения для замкнутого по ВС электропривода (см. табл. 5.1):

$$S_3 + c_1 S^2 + c_2 S + 1 = 0;$$

для $\sigma = 0$ $c_1 = c_2 = 3$; $\tau_{\text{п.п}} = 6{,}3$.

Этап 3. Определяются параметры МР.

Из условия заданной жесткости механической характеристики $\frac{\beta_3}{\beta} = 1 + k_3 = 10$; откуда $k_3 = 9$; базовая частота $\omega_б = \sqrt[3]{\frac{D_3}{d_0}} = \sqrt[3]{\frac{10}{8 \cdot 10^{-5}}} = 50$ с$^{-1}$; время переходного процесса $t_{\text{п.п}} = \frac{\tau_{\text{п.п}}}{\omega_\delta} = \frac{6{,}3}{50} = 0{,}126$ с удовлетворяет требованию $t_{\text{п.п}} \le 0{,}15$ с.

Коэффициенты усиления по контурам переменных состояния определяются из системы уравнений (5.11):

$$D_i = D_{i\,\text{жел}} = d_0 c_i \omega_б^i;$$

$$k_1 = (d_0 c_1 \omega_б - d_1)/T_м = 0{,}006/0{,}1 = 0{,}06 \text{ с};$$

$$k_2 = d_0 c_2 \omega_б^2 - d_2 = 0{,}48 \text{ с};$$

$$k_3 = 9.$$

Собственно параметры МР k_{01}, k_{02}, k_{03} как коэффициенты обратных связей и коэффициент усиления $k_у$ усилителя определяются по значениям найденных коэффициентов k_1, k_2, k_3 и параметров электропривода $k_п$, $k_д$, $k_{тг}$:

$$k_{03} = k_{тг} = 0{,}032 \text{ (В} \cdot \text{с)/рад};$$

$$k_у = \frac{k_3}{k_п k_д k_{03}} = \frac{9}{25 \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}032} = 12{,}5;$$

$$k_{02} = \frac{k_2}{k_у k_п k_д} \approx 1{,}71 \cdot 10^{-3} \text{ (В} \cdot \text{с}^2\text{)/рад};$$

$$k_{01} = \frac{k_1 R}{k_у k_п} \approx 10^{-5} \text{ Ом} \cdot \text{с}.$$

Для реализации МР потребуются измерения трех переменных — ω, $\frac{d\omega}{dt}$ и $\frac{di}{dt}$. Для измерения скорости ω имеется датчик-тахогенератор. Производную скорости $\frac{d\omega}{dt}$ можно получить делением производной напряжения тахогенератора на коэффициент $k_{тг}$. Производную же тока $\frac{di}{dt}$ получить дифференцированием трудно из-

за импульсного характера тока тиристорного преобразователя, особенно в режиме прерывистого тока. Для сглаживания сигнала тока потребуется значительный фильтр, который внесет существенную ошибку в определение производной тока. Поэтому для реализации данного МР желательно косвенное выделение производных тока и скорости, которое можно выполнить с помощью наблюдающего устройства.

Задача 2. Выполнить синтез наблюдающего устройства (НУ), восстанавливающего вектор состояния $X(t) = \left[\frac{di}{dt} \quad \frac{d\omega}{dt} \quad \omega\right]^T$ для реализации модального регулятора.

Переменные, доступные измерению: входное управляющее воздействие — $u_у$; угловая скорость двигателя $x_3 = \omega$; напряжение тахогенератора $y = u_{ТГ} = c_3 x_3 = k_{ТГ}\omega$.

Переменные, недоступные измерению: производная тока $x_1 = \frac{di}{dt}$; момент нагрузки $x_4 = M_с \approx \text{const}$.

Уравнениям рассматриваемого электропривода соответствует система уравнений НУ согласно (5.24):

$$\frac{d\hat{e}_п}{dt} = -\frac{1}{T_п}\hat{e}_п + \frac{k_у k_п}{T_п}u_у + g_{13}(u_{ТГ} - k_{ТГ}\hat{\omega});$$

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{1}{RT_э}\hat{e}_п - \frac{1}{T_э}\hat{i} - \frac{1}{RT_э k_д}\hat{\omega} + g_{23}(u_{ТГ} - k_{ТГ}\hat{\omega});$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{Jk_д}\hat{i} - \frac{1}{J}\widehat{M}_с + g_{33}(u_{ТГ} - k_{ТГ}\hat{\omega});$$

$$\frac{d\widehat{M}_с}{dt} = g_{43}(u_{ТГ} - k_{ТГ}\hat{\omega}),$$

где J — момент инерции электропривода.

Составляем матрицы для НУ:

матрица-столбец регулятора НУ $G = [g_{13} \quad g_{23} \quad g_{33} \quad g_{43}]^T$;

матрица-строка переменных, которые доступны измерению, $C = [0 \quad 0 \quad k_{ТГ} \quad 0]$;

матрица произведения GC

$$GC = \begin{bmatrix} 0 & 0 & g_{13}k_{ТГ} & 0 \\ 0 & 0 & g_{23}k_{ТГ} & 0 \\ 0 & 0 & g_{33}k_{ТГ} & 0 \\ 0 & 0 & g_{43}k_{ТГ} & 0 \end{bmatrix}.$$

Характеристическая матрица НУ

$$D = p\mathrm{I} - A + GC = \begin{bmatrix} p + \dfrac{1}{T_{\text{п}}} & 0 & g_{13}k_{\text{ТГ}} & 0 \\ -\dfrac{1}{RT_{\text{э}}} & p + \dfrac{1}{T_{\text{э}}} & \dfrac{1}{RT_{\text{э}}k_{\text{д}}} + g_{23}k_{\text{ТГ}} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{Jk_{\text{д}}} & p + g_{33}k_{\text{ТГ}} & \dfrac{1}{J} \\ 0 & 0 & g_{43}k_{\text{ТГ}} & p \end{bmatrix}.$$

Данной матрице соответствует характеристический полином НУ:

$$D(p) = p^4 + p^3(a + g_{33}k_{\text{ТГ}}) + p^2\left(b + ag_{33}k_{\text{ТГ}} + c + \frac{g_{23}k_{\text{ТГ}}}{k_{\text{д}}J} + \frac{g_{43}k_{\text{ТГ}}}{J}\right) +$$

$$+ p\left[bg_{33}k_{\text{ТГ}} + ck_{\text{д}}g_{13}k_{\text{ТГ}} + \frac{1}{T_{\text{п}}}\left(c + \frac{g_{23}k_{\text{ТГ}}}{k_{\text{д}}J}\right) + a\frac{g_{43}k_{\text{ТГ}}}{J}\right] + b\frac{g_{43}k_{\text{ТГ}}}{J} = 0,$$

где $a = \dfrac{T_{\text{п}} + T_{\text{э}}}{T_{\text{п}}T_{\text{э}}}$; $b = \dfrac{1}{T_{\text{п}}T_{\text{э}}}$; $c = \dfrac{1}{T_{\text{э}}T_{\text{м}}}$.

Для выполнения синтеза регулятора НУ, т.е. определения коэффициентов матрицы G выбирается стандартное уравнение четвертого порядка с желаемыми уровнем демпфирования $\sigma_{\text{жел}}$ и быстродействием ($t_{\text{п.п.жел}}$):

$$p^4 + c_1\omega_6 p^3 + c_2\omega_6^2 p^3 + c_3\omega_6^3 p + \omega_6^4 = 0.$$

Приравнивая коэффициенты приведенных двух уравнений при равных степенях p, можно определить искомые коэффициенты g_{13}, g_{23}, g_{33}, g_{43}.

Структурная схема синтезированного НУ, реализующего модальный регулятор электропривода, приведена на рис. 5.6. Для аналоговой реализации НУ требуются четыре интегратора и несколько усилителей. Достоинство данного НУ в том, что оно выделяет полностью вектор состояния электропривода и может оценить любой набор переменных состояния. Однако НУ имеет высокий порядок, равный четырем, превышающий на единицу порядок уравнения электропривода за счет введения дополнительной переменной состояния — момента нагрузки. Можно упростить НУ, снизив вдвое его порядок, если перейти к его редуцированной форме.

Выполним синтез редуцированного наблюдающего устройства (РНУ), оценивающего в рассматриваемом примере две переменные состояния — di/dt и $d\omega/dt$.

Переменные, доступные измерению: напряжение преобразователя $y_1 = u$; скорость двигателя $y_2 = c_2\omega = k_{\text{ТГ}}\omega = u_{\text{ТГ}}$.

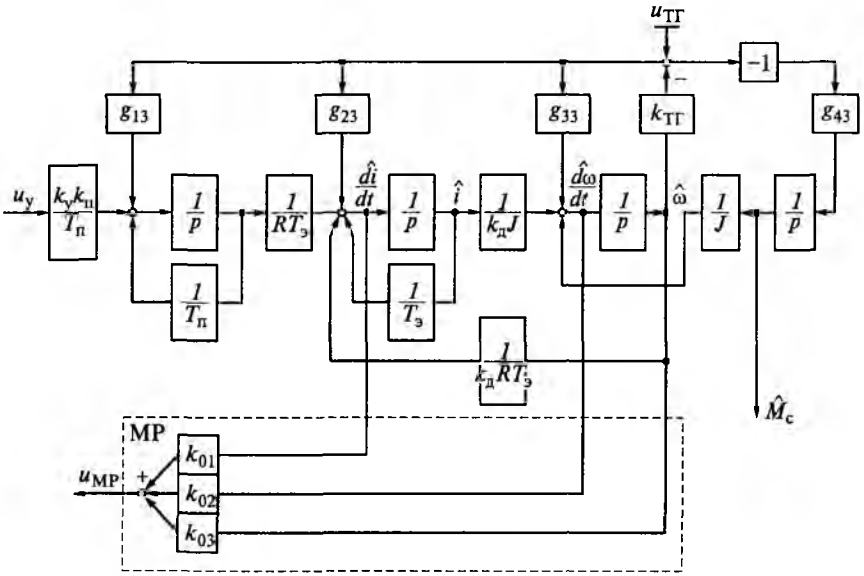


Рис. 5.6. Структурная схема синтезированного наблюдающего устройства

Переменные, недоступные измерению: ток якорной цепи $w_1 = i$; момент нагрузки $w_2 = M_с \approx \text{const}$.

Запишем исходные уравнения объекта наблюдения:

$$(T_п p + 1)e_п = k_у k_п u_у;$$

$$Jp\omega = \frac{1}{k_д} i - M_с;$$

$$e_п = u + iR_п;$$

$$(T_э p + 1)iR = e_п - \frac{1}{k_д}\omega;$$

$$pM_с = 0,$$

где $R_п$ — внутреннее сопротивление преобразователя.

Преобразуя исходные уравнения к форме Коши относительно переменных u, ω, i, $M_с$, получаем:

$$\frac{du}{dt} = a_{11}u + a_{12}\omega + a_{13}\hat{i} + b_{11}u_у;$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = a_{23}\hat{i} + a_{24}\hat{M}_с;$$

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = a_{31}u + a_{32}\omega + a_{33}\hat{i};$$

$$\frac{d\hat{M}_c}{dt} = 0.$$

Здесь $a_{11} = \frac{R_п}{RT_э} - \frac{1}{T_п}$; $a_{12} = -\frac{R_п}{RT_э k_д}$; $a_{13} = -R_п\left(\frac{1}{T_п} + \frac{R_д}{RT_э}\right)$; $b_{11} = \frac{k_у k_п}{T_п}$; $a_{23} = \frac{1}{k_д J}$; $a_{24} = -\frac{1}{J}$; $a_{31} = \frac{1}{RT_э}$; $a_{32} = -\frac{1}{RT_э k_д}$; $a_{33} = -\frac{R_д}{RT_э}$,

где $R_д$ — сопротивление якоря двигателя.

Составляем матрицы РНУ согласно уравнениям (5.36), (5.39): матрица объекта наблюдения

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ 0 & 0 & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

матрица регулятора

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix};$$

матрица переменных, недоступных измерению,

$$M_w = A_{22} - LA_{12} = \begin{bmatrix} a_{33} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{11}a_{31} & l_{11}a_{32} \\ l_{21}a_{31} & l_{21}a_{32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{33} - l_{11}a_{31} & -l_{11}a_{32} \\ -l_{21}a_{31} & -l_{21}a_{32} \end{bmatrix};$$

матрица переменных, доступных измерению,

$$M_y = A_{21} - LA_{11} = \begin{bmatrix} a_{31} & a_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{11}a_{11} & l_{11}a_{12} \\ l_{21}a_{11} & l_{21}a_{12} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} a_{31} - l_{11}a_{11} & a_{32} - l_{11}a_{12} \\ -l_{21}a_{11} & -l_{21}a_{12} \end{bmatrix};$$

матрица управляющего входа

$$M_в = B_2 - LB_1 = \begin{bmatrix} -l_{11}b_{11} \\ -l_{21}b_{11} \end{bmatrix};$$

характеристическая матрица РНУ

$$D = p\mathrm{I} - (A_{22} - LA_{12}) = \begin{bmatrix} p - a_{33} + l_{11}a_{31} & l_{11}a_{32} \\ l_{21}a_{31} & p + l_{21}a_{32} \end{bmatrix}.$$

Данной матрице соответствует характеристический полином РНУ:

$$D(p) = p^2 + (l_{11}a_{31} + l_{21}a_{32} - a_{33})p - l_{21}a_{32}a_{33} = 0.$$

Для выполнения синтеза регулятора РНУ, т.е. определения коэффициентов матрицы L, выбирается стандартное уравнение вто-

рого порядка с желаемыми уровнем демпфирования $\sigma_{жел}$ и быстродействием $t_{п.п.жел}$

$$D_{жел}(p) = p^2 + c_1\omega_б p + \omega_б^2 = 0.$$

Выбирая для РНУ модульный оптимум по условию максимального быстродействия, согласно табл. 5.1 получаем: $\sigma_{жел} = 4{,}5\,\%$; $\tau_{п.п} = 2{,}8$; $c_1 = \sqrt{2}$; $\omega_б = \dfrac{\tau_{п.п}}{t_{п.п.\,жел}} = \dfrac{2{,}8}{0{,}013} \approx 215\ с^{-1}$.

Значение $t_{п.п.жел}$ (0,013 с) принято на порядок меньше значения времени переходного процесса объекта наблюдения $t_{п.п}$ (0,126 с).

Приравниваем коэффициенты при равных степенях p уравнений для $D(p)$ и $D_{жел}(p)$ и с учетом заданных и рассчитанных числовых значений определяем параметры регулятора РНУ:

$$l_{11} = \frac{1}{a_{31}}\left(c_1\omega_б + a_{33} + \frac{\omega_б^2}{a_{33}}\right) = 90{,}8;$$

$$l_{21} = -\frac{\omega_б^2}{a_{32}a_{33}} = -13{,}3;$$

$$l_{12} = l_{22} = 0.$$

С учетом составленных матриц согласно (5.39) и (5.41) получаем матричные уравнения РНУ:

$$\begin{bmatrix}\dot z_1(t)\\ \dot z_2(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}a_{33} - l_{11}a_{31} & -l_{11}a_{32}\\ -l_{21}a_{31} & -l_{21}a_{32}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\hat i\\ \widehat M_c\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}a_{31} - l_{11}a_{11} & a_{32} - l_{11}a_{12}\\ -l_{21}a_{11} & -l_{21}a_{12}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}u\\ \omega\end{bmatrix} +$$

$$+\begin{bmatrix}-l_{11}b_{11}\\ -l_{21}b_{11}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}u_y\\ \omega\end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix}\hat i\\ \widehat M_c\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}z_1(t)\\ z_2(t)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}l_{11} & 0\\ 0 & l_{21}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}u\\ \omega\end{bmatrix}.$$

Решая матричные уравнения относительно переменных $\dot z_1$, $\dot z_2$, $\hat i$, $\widehat M_c$, получаем результирующие расчетные уравнения синтезированного РНУ:

$$\dot z_1(t) = (a_{33} - l_{11}a_{31})\hat i - l_{11}a_{32}\widehat M_c + (a_{31} - l_{11}a_{11})u + (a_{32} - l_{11}a_{12})\omega - l_{11}b_{11}u_y;$$

$$\hat i = z_1 + l_{11}u;$$

$$\dot z_2(t) = -l_{21}a_{31}\hat i - l_{21}a_{32}\widehat M_c - l_{21}a_{11}u - l_{21}a_{12}\omega - l_{21}b_{11}u_y;$$

$$\widehat M_c = z_2 + l_{21}\omega.$$

Приведенным уравнениям соответствует структурная схема РНУ, показанная на рис. 5.7. Требуемые для МР переменные состояния $\dfrac{di}{dt}$ и $\dfrac{d\omega}{dt}$ определяются по формулам

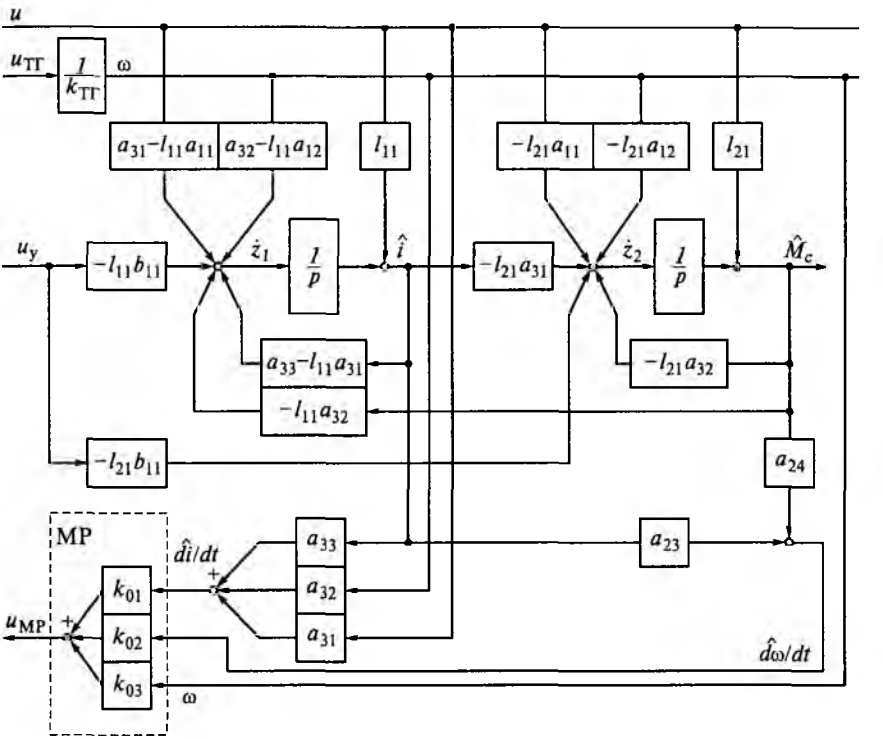


Рис. 5.7. Структурная схема синтезированного редуцированного наблюдающего устройства

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = a_{31}u + a_{32}\omega + a_{33}\hat{i};$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = a_{23}\hat{i} + a_{24}\hat{M}_c,$$

в которых используются оцененные РНУ переменные $\hat{i}$ и $\hat{M}_c$.

5.2. Узлы токоограничения в системах управления скоростью электропривода

Недостатком системы модального управления является отсутствие ограничения координат при больших изменениях входных воздействий. Действительно, свойство линейной системы таково, что отработка разных по величине воздействий осуществляется за одно и то же время переходного процесса. Следовательно, при увеличении, например, задающего сигнала по скорости возрастают одновременно ускорение и ток, значения которых могут

оказаться недопустимыми. Таким образом, благоприятные динамические свойства «в малом», полученные с помощью модального регулятора, теряются «в большом». Устранить перегрузки по току и ускорению, возникающие при отработке больших задающих воздействий, можно путем ограничения темпа изменения входного сигнала с помощью специального формирующего устройства — задатчика интенсивности. Однако при этом сохраняется возможность возникновения недопустимых перегрузок по току и моменту при приложении к валу двигателя больших моментов нагрузки.

Улучшить свойства электропривода с суммирующим усилителем при больших изменениях входных воздействий можно с помощью нелинейных обратных связей — отсечек. Нелинейность в обратной связи позволяет оставлять действие связи на том интервале изменения контролируемой величины, где это действие желательно, и исключать его там, где оно ухудшает качество системы. Например, по условию стабилизации скорости в зоне рабочих нагрузок нежелательна отрицательная связь по току, напротив, в зоне больших нагрузок целесообразна весьма сильная токовая связь для ограничения токов и моментов в режимах стопорения, пуска, торможения. Задачу исключения токовой связи в зоне рабочих нагрузок и введения сильного токоограничения в зоне больших нагрузок выполняет так называемая *токовая отсечка.*

Схема узла токовой отсечки приведена на рис. 5.8. Характеристика обратной связи по току (рис. 5.9, *а*) имеет зону нечувствительности, создаваемую стабилитронами с напряжением $u_{ст}$ (см. рис. 5.8). Характеристика двигателя с узлом токовой осечки (рис. 5.9, *б*) кроме рабочего участка *1* содержит участок токоограничения *2.* Напряжение токовой связи $u_{о.т}$ на входе суммирующего усилителя определяется различно для разных участков изменения тока:

$$u_{о.т} = u_{дт} - u_{отс} = k_{о.т} I_я - u_{отс} = k_{о.т} (I_я - I_{отс}) \text{ для } |I_я| \geq |I_{отс}|$$

и $u_{о.т} = 0$ для $|I_я| < |I_{отс}|$.

Здесь $k_{о.т}$ — передаточный коэффициент датчика тока, Ом; $I_{отс}$ — ток отсечки, А, $I_{отс} = u_{отс}/k_{о.т}$.

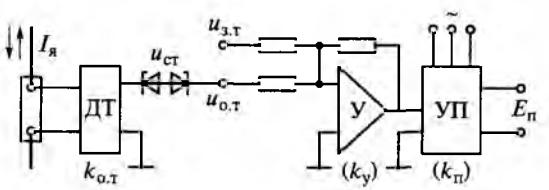


Рис. 5.8. Схема узла токовой отсечки:

ДТ — датчик тока; У — суммирующий усилитель; УП — управляемый преобразователь

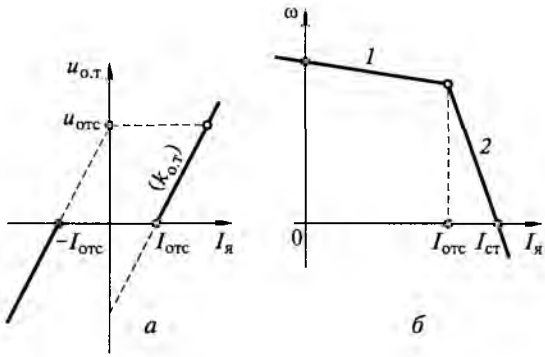


Рис. 5.9. Характеристики токовой отсечки (*а*) и электропривода с токовой отсечкой (*б*)

Найдем коэффициент усиления по замкнутому контуру тока и коэффициент обратной связи при заданных значениях токов отсечки $I_{отс}$ и стопорения $I_{ст}$. Для режима стопорения можно записать:

$$\omega = 0;\ I_я = I_{ст};\ E_п = I_{ст}R_я = k_у k_п[u_{з.т} - k_{о.т}(I_{ст} - I_{отс})],$$

где $E_п$ — ЭДС управляемого преобразователя, В; $u_{з.т}$ — задающее напряжение, определяющее уровень тока, В.

Тогда коэффициент усиления по контуру тока

$$k_т = k_у k_п \frac{k_{о.т}}{R_я} = \frac{I_{кз} - I_{ст}}{I_{ст} - I_{отс}}, \qquad (5.42)$$

где $I_{кз}$ — расчетный ток КЗ якорной цепи, А, при линейных характеристиках У и УП, $I_{кз} = k_у k_п \frac{u_{з.т}}{R_я}$.

Введя обозначение $k_{отс} = I_{отс}/I_{ст}$, получим из (5.42) выражение для коэффициента отсечки:

$$k_{отс} = 1 - \frac{1}{k_т}\left(\frac{I_{кз}}{I_{ст}} - 1\right). \qquad (5.43)$$

Из (5.43) следует, что отсечка обеспечивает статическое регулирование тока со статизмом

$$\frac{I_{ст} - I_{отс}}{I_{ст}} = 1 - k_{отс} = \frac{1}{k_т}\left(\frac{I_{кз}}{I_{ст}} - 1\right),$$

который стремится к нулю, когда $k_т \to \infty$.

Недостатком токовой отсечки в электроприводах с тиристорным преобразователем является возможность превышения мгновенным током стопорного значения в начале процесса пуска. Действительно, за счет нечувствительности тиристорного преобразователя к изменению управляющего сигнала на интервале прово-

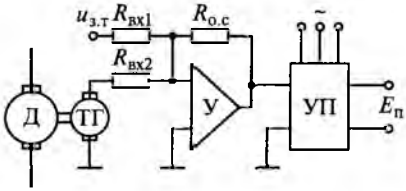


Рис. 5.10. Схема узла упреждающего токоограничения:
Д — электродвигатель; ТГ — тахогенератор; У — суммирующий усилитель; УП — управляемый преобразователь

димости при малой инерционности якорной цепи ток может успеть возрасти до величины, превышающей стопорное значение. Свободно от этого недостатка так называемое *упреждающее токоограничение.*

Идея упреждающего токоограничения заключается в том, что соответствующий заданному допустимому уровню тока управляющий сигнал подается одновременно с задающим сигналом. Это осуществляется подачей на вход преобразователя управляющего сигнала, возрастающего одновременно с ростом скорости за счет положительной связи по скорости. Схема узла упреждающего токоограничения приведена на рис. 5.10.

В соответствии со схемой можно записать для безынерционного преобразователя

$$k_у k_п (u_{з.т} + k_{о.с}\omega) = e_п = \frac{1}{k_д}\omega + (T_э p + 1) i_п R_п,$$

где $k_у$ — коэффициент усилителя; $k_п$ — коэффициент усиления *ТП*; $k_{о.с}$ — коэффициент положительной обратной связи по скорости, В · с/рад, $k_{о.с} = k_{ТГ}$; $k_д$ — передаточный коэффициент двигателя, рад/(В · с).

Пусть $k_у k_п k_д k_{о.с} = k_с = 1$, тогда

$$(T_э p + 1) i_п = k_у k_п \frac{u_{з.т}}{R_п} \qquad (5.44)$$

и в установившемся режиме

$$I_я = I_{ст} = k_у k_п \frac{u_{з.т}}{R_я} = \text{const}. \qquad (5.45)$$

Коэффициент усиления усилителя

$$k_у = \frac{R_{о.с}}{R_{вх1}} = \frac{R_{о.с}}{R_{вх2} + R_{ТГ}}.$$

Вместо связи по скорости может использоваться положительная связь по напряжению $U = E_п - I_я R_п$:

$$(u_{з.т} + k_{о.н} E_п - k_{о.н} R_п I_я) k_у k_п = E_п, \qquad (5.46)$$

где $k_{о.н}$ — коэффициент обратной связи по напряжению.

Принимая характеристику управления УП на начальном участке линейной и выполняя условие $k_у k_п k_{о.п} = 1$, получаем выражение для стопорного тока

$$I_{ст} = k_у k_п \frac{u_{з.т}}{R_п} = \frac{u_{з.т}}{k_{о.н} R_п}. \qquad (5.47)$$

Охваченный положительной обратной связью по напряжению с критическим значением коэффициента $k_{о.н} = 1/(k_у k_п)$ преобразователь приобретает свойства управляемого источника тока. Внешняя характеристика преобразователя, построенная на основании выражения (5.46) с учетом нелинейной зависимости $E_п$ от $u_у$, изображена на рис. 5.11. Штрихпунктирными линиями со стрелками пояснено определение значения $E_п$ для некоторого значения тока I_1.

Значение стопорного тока существенно зависит от зоны нечувствительности и гистерезиса в характеристике преобразователя, дрейфа нуля усилителя, а также от значений $R_я$ и $R_п$, которые не остаются постоянными при изменении температуры. Это является недостатком рассмотренного способа токоограничения. К его достоинствам можно отнести предупреждение пиков мгновенного тока и простоту реализации. Так, с помощью одного тахогенератора можно обеспечить в электроприводе как токоограничение, так и стабилизацию скорости.

Рассмотрим совмещенный узел с отсечками по скорости и току (рис. 5.12, *а*). Сигнал $u_{о.т}$ после датчика тока и стабилитрона подается на вход усилителя У2. Предположим, что усилитель У1 насыщен, т.е. $u_1 = u_{нас}$ (рис. 5.12, *б*). Тогда по заданным значениям $I_{отс}$ и $I_{ст}$ согласно выражению (5.42) можно определить коэффициент усиления по контуру тока $k_т$. Для линеаризованных характеристик управления усилителя, преобразователя и обратной связи с отсечкой электромеханическая характеристика электропривода при блокированной обратной связи по скорости ($u_у \geq u_к$;

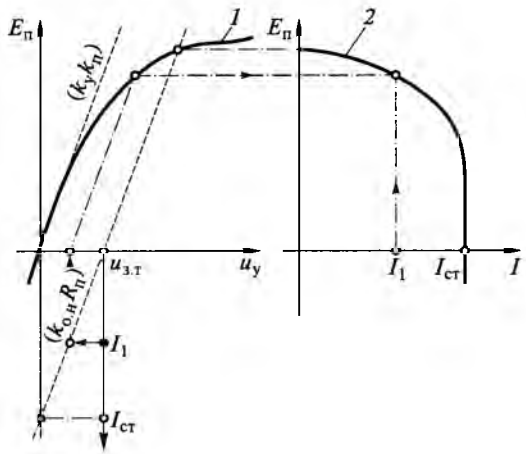


Рис. 5.11. Регулировочная (*1*) и внешняя (*2*) характеристики преобразователя

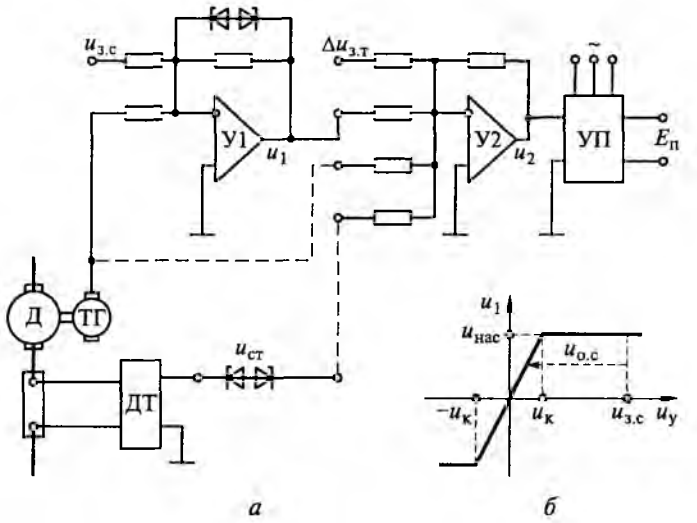


Рис. 5.12. Схема совмещенного узла с отсечками по скорости и току (*а*) и характеристика отсечки по скорости (*б*)

$\omega \le \dfrac{1}{k_{о.с}}(u_{з.с} - u_к) = \omega_{отс})$ имеет вид, показанный на рис. 5.13. При действии отрицательной связи по скорости получим семейство характеристик для различных значений текущего напряжения $u_{з.с} = \text{const}$ ($u_{з.с1}$, $u_{з.с2}$, $u_{з.с3}$). Характеристики имеют три участка:

1 — действует отрицательная связь по скорости в интервале от ω_0 до $\omega(I_{отс})$ ($I \le I_{отс}$; $\omega > \omega_{отс}$);

2 — действует связь по скорости и токовая отсечка в интервале скоростей от $\omega(I_{отс})$ до $\omega_{отс}(I > I_{отс}$, $\omega > \omega_{отс})$;

3 — действует только токовая отсечка ($I > I_{отс}$, $\omega \le \omega_{отс}$).

Зная значения $E_{п max}$ и $I_{отс}$, можно найти граничное значение задающего напряжения, которому соответствует совмещение отсечек по скорости и току (точка $b_к$ для $u_{з.с2}$ на рис. 5.13):

$$u_{з.с} = u_к + k_{о.с}k_д(E_{п max} - I_{отс}R_я). \qquad (5.48)$$

При этом значении задающего напряжения электромеханическая характеристика привода имеет только два участка, на одном из которых действует только связь по скорости, а на другом — только связь по току. При бóльших значениях $u_{з.с}$ ($u_{з.с3}$ на рис. 5.13) на электромеханической характеристике появляется средний участок, где $I_я < I_{отс}$ и $\omega < \omega_{отс}$, т.е. не действуют обе связи. Таким образом, совмещенный узел двух отсечек, обеспечивая жесткие механические характеристики в зоне рабочих нагрузок, выполняет одновременно функцию токоограничения при больших нагрузках, когда $I_я > I_{отс}$.

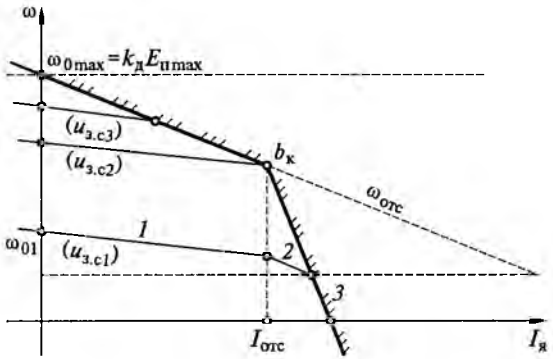


Рис. 5.13. Внешние характеристики электропривода с совмещенным узлом с отсечками по скорости и току

В переходных процессах при выходе электропривода на участок *1*, где действует отрицательная связь по скорости, возможен резко колебательный режим. Для демпфирования колебаний могут быть применены дополнительные обратные связи, которые настраиваются как модальный регулятор на требуемые динамические показатели, как это было описано в подразд. 5.1.

5.3. Системы управления с подчиненным регулированием координат

5.3.1. Принципы оптимизации в системе подчиненного регулирования

В теории автоматического управления для замкнутого контура с передаточной функцией

$$W_з(p) = \frac{x}{x_з} = \frac{a_0 + \sum_{i=1}^{m} a_i p^i}{d_0 + \sum_{i=1}^{n} d_i p^i} \qquad (5.49)$$

известны различные критерии оптимизации с помощью настройки регулятора, последовательно включенного с объектом управления. Широкое применение для электроприводов нашел динамический оптимум, так называемый Betragsoptimum — модульный оптимум (МО), означающий следующее [28]: *замкнутый контур динамически оптимален, если он одинаково передает на выход разночастотные входные сигналы на возможно большем интервале частот, т.е. на этом интервале модуль АЧХ замкнутого контура*

$$|W_3(j\omega)| = \text{const}. \qquad (5.50)$$

Условие (5.50) выполняется, если при $\omega > 0$ возможно большее число производных модуля АЧХ по частоте стремится к нулю, т.е.

$$\lim_{\omega \to 0} \frac{d|W_3(j\omega)|}{d\omega} = 0. \qquad (5.51)$$

Условию (5.51) соответствуют определенные соотношения коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции замкнутого контура (5.49):

$$\begin{aligned}
&(a_1^2 - 2a_0a_2)d_0^2 = (d_1^2 - 2d_0d_2)a_0^2 \\
&(a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4)d_0^2 = (d_2^2 - 2d_1d_3 + 2d_0d_4)a_0^2 \\
&\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad (5.52) \\
&(a_\nu^2 + 2\sum_{i=1}^{\nu}(-1)^i a_{\nu-i}a_{\nu+i})d_0^2 = (d_\nu^2 + 2\sum_{i=1}^{\nu}(-1)^i d_{\nu-i}d_{\nu+i})a_0^2.
\end{aligned}$$

В формулировке модульного оптимума есть некоторая неопределенность, выраженная словами «возможно большем...». Теоретически МО может дать бесконечно большую полосу пропускания контура ($\omega_{\text{п.п}} \to \infty$), если в выражении (5.49) $m = n$ и $a_i = d_i$ (рис. 5.14). Однако практически это недостижимо из-за ограниченных возможностей реальных регуляторов и конечной полосы пропускания датчиков. Поэтому модульный оптимум называют также практическим или техническим оптимумом. Оптимизация на максимум полосы пропускания является также и оптимизацией по быстродействию. Чем шире полоса пропускания, тем меньше время переходного процесса контура.

В инерционном контуре регулирования можно выделить две части — с большой инерционностью и с весьма малой инерционностью, обусловленной фильтрами датчиков и преобразователей сигналов и характеризуемой некоторой малой постоянной време-

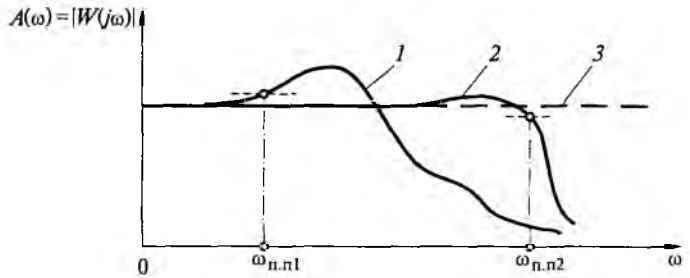


Рис. 5.14. Амплитудно-частотные характеристики (*1*—*3*) замкнутого контура регулирования

ни T_μ. Передаточная функция объекта управления с учетом T_μ имеет вид

$$W_{\text{о.у}}(p) = \frac{k_{\text{о.у}}}{(b_0 + \sum_{i=1}^{K} b_i p_i)(T_\mu p + 1)}, \tag{5.53}$$

где $k_{\text{о у}}$ — коэффициент усиления объекта управления.

Принимая для регулятора передаточную функцию вида

$$W_{\text{р}}(p) = \frac{a_0 + \sum_{i=1}^{m} a_i p^i}{T_0 p}, \tag{5.54}$$

получаем для замкнутого контура передаточную функцию

$$W_{\text{з}}(p) = \frac{x}{x_{\text{з}}} = \frac{a_0 + \sum_{i=1}^{m} a_i p^i}{\frac{T_0}{k_{\text{о.у}}} p(b_0 + \sum_{i=1}^{K} b_i p^i)(T_\mu p + 1) + a_0 + \sum_{i=1}^{m} a_i p^i}. \tag{5.55}$$

Коэффициенты регулятора a_0, a_i, T_0 находятся из уравнений (5.52). Очевидно, что условие (5.50) будет выполнено максимально, если принять $m = k$, $a_0 = b_0$, $a_i = b_i$. Тогда, при $b_0 = 1$

$$W_{\text{з}}(p) = \frac{1}{\frac{T_0}{k_{\text{о.у}}} p(T_\mu p + 1) + 1}. \tag{5.56}$$

Согласно первому уравнению (5.52)

$$0 = \left(\frac{T_0}{k_{\text{о.у}}}\right)^2 - 2\frac{T_0 T_\mu}{k_{\text{о.у}}},$$

откуда

$$\frac{T_0}{k_{\text{о.у}}} = 2T_\mu; \tag{5.57}$$

$$W_{\text{з.опт}}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1}. \tag{5.58}$$

Таким образом, регулятор, компенсирующий инерционности объекта управления, кроме малых фильтровых, и имеющий интегральную составляющую с постоянной времени $T_0 = 2k_{\text{о у}} T_\mu$, обеспечивает максимальное быстродействие замкнутому контуру.

Для объекта управления в виде колебательного звена второго порядка потребуется пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор; для апериодического звена первого порядка — пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор; для интегрального звена — пропорциональный (П) регулятор.

Если для интегрального объекта управления с передаточной функцией

$$W_{\text{о.у}}(p) = \frac{k_{\text{о.у}}}{T_{\text{о.у}} p} \frac{1}{T_{\mu} p + 1}$$

использовать вместо П-регулятора ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_{\text{р}}(p) = \frac{T_{\text{к}} p + 1}{T_0 p},$$

то передаточная функция замкнутого контура получит вид:

$$W_{\text{з}}(p) = \frac{T_{\text{к}} p + 1}{\frac{T_0 T_{\text{о.у}}}{k_{\text{о.у}}} p^2 (T_{\mu} p + 1) + T_{\text{к}} p + 1}. \qquad (5.59)$$

Если к входу контура подключить апериодическое звено с передаточной функцией

$$W_{\text{вх}}(p) = \frac{1}{T_{\text{к}} p + 1},$$

то настройка полученной системы на МО по уравнениям (5.52) даст значения параметров ПИ-регулятора:

$$T_{\text{к}} = 4T_{\mu};$$

$$T_0 = \frac{k_{\text{о.у}}}{T_{\text{о.у}}} 8T_{\mu}^2. \qquad (5.60)$$

Данная настройка носит название *симметричный оптимум* (СО). Этому названию соответствует симметричная относительно точки частоты среза $\omega_{\text{ср}} = 1/2T_{\mu}$ ЛАЧХ оптимизированного разомкнутого контура с передаточной функцией

$$W_0(p) = \frac{4T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu}^2 p^2 (T_{\mu} p + 1)}. \qquad (5.61)$$

Если сложный объект управления представляет собой последовательность перечисленных выше инерционных звеньев W_1, W_2, W_3, ..., W_n, соединенных друг с другом контролируемыми координатами x_1, x_2, x_3, ..., x_n, то для каждой координаты может быть составлен замкнутый контур с регулятором, настроенным на описанный выше динамический оптимум типа МО или СО (рис. 5.15). Настройка регуляторов $W_{\text{р1}}$, $W_{\text{р2}}$, $W_{\text{р3}}$, ..., $W_{\text{р}n}$ производится в направлении от внутреннего контура с номером 1 к контуру с номером n, являющемуся внешним контуром (на рис. 5.15 $n = 3$) [27]. В состав объекта управления контура с номером i входит настроенный оптимально замкнутый контур с номером $i - 1$. Если для каждого следующего после первого контура компенсировать регу-

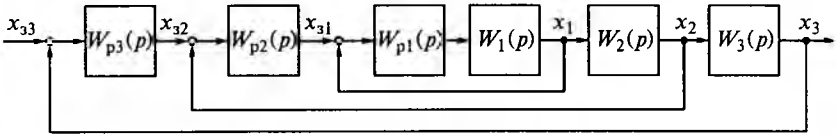


Рис. 5.15. Структурная схема системы подчиненного регулирования координат электропривода

лятором $W_{рi}$ инерционности звена W_i, пренебрегая его малой постоянной времени T_μ, то

$$W_{рi}(p)W_i(p) = \frac{k_{о.уi}}{T_{0i}p}.$$

Настраивая интегральную составляющую регулятора по условию МО (5.57)

$$\frac{T_{0i}}{k_{о.уi}} = 2T_{\mu i-1} = 2 \cdot 2^{i-1}T_\mu = 2^i T_\mu, \qquad (5.62)$$

получаем передаточную функцию замкнутого i-го контура

$$W_{зi}(p) = \frac{1}{2^i T_\mu p(2^{i-1}T_\mu p(2^{i-2}T_\mu p \ldots (2^{i-i}T_\mu p + 1) + 1)\ldots) + 1}, \qquad (5.63)$$

где T_μ — малая постоянная времени, отнесенная к первому контуру.

Чем больше контуров в системе подчиненного регулирования, тем меньше быстродействие внешнего контура. По сравнению с одноконтурной системой быстродействие n-контурной системы уменьшается в 2^{n-1} раз.

Трехконтурная система описывается дифференциальным уравнением четвертого порядка. Однако настройка на модульный оптимум позволяет без большой погрешности оценивать динамические показатели системы по уравнению второго порядка

$$D_i(p) \approx 2^i T_\mu p(2^{i-1}T_\mu p + 1) + 1 = 2T_{\mu i}p(T_{\mu i}p + 1) + 1. \qquad (5.64)$$

Данному уравнению соответствует переходная функция $h(t) = \frac{x(t)}{x_з}$, т.е. переходный процесс отработки замкнутым контуром скачка задающего сигнала $x_з$. Эта функция имеет вид

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_\mu}}\left(\sin\frac{t}{2T_\mu} + \cos\frac{t}{2T_\mu}\right). \qquad (5.65)$$

Перерегулирование составляет 4,3 %, а время переходного процесса $\sim 4T_\mu$.

5.3.2. Синтез регуляторов тока и скорости в электроприводе постоянного тока

Наибольшее распространение среди систем управления скоростью двигателя постоянного тока получили системы, в которых скорость регулируется изменением напряжения на якоре двигателя за счет управляемого электрического преобразователя (генератора, управляемого тиристорного или транзисторного выпрямителя, широтно-импульсного преобразователя) при подчиненном контуре регулирования тока двигателя. На рис. 5.16 дана функциональная схема электропривода с подобной системой регулирования. Двигатель Д с независимым возбуждением (обмотка возбуждения ОВД) получает питание от управляемого преобразователя УП — реверсивного тиристорного преобразователя с двумя выпрямительными группами со встречно-параллельной схемой включения и с раздельным их управлением [25].

Согласование номинальных значений напряжения питающей УП сети $\sim u_c$, его выходного напряжения и тока якоря двигателя обеспечивается трансформатором Т. Применение Т позволяет: обеспечить номинальное напряжение на выходе преобразователя при минимальном угле управления его тиристорами и, в итоге, при максимальном коэффициенте мощности электропривода; ограничить скорость изменения тока через тиристоры при их коммутации и коротких замыканиях в случае возможных аварийных режимов в силовой цепи УП; потенциально разделить высоковольтные цепи питания УП и якорную цепь двигателя, что повышает эксплуатационную надежность и безопасность их обслуживания. При необходимости улучшения условий коммутации тока якоря двигателя за счет ограничения скорости его изменения в цепи якоря двигателя устанавливается дроссель Др. Сглаживание пульсаций

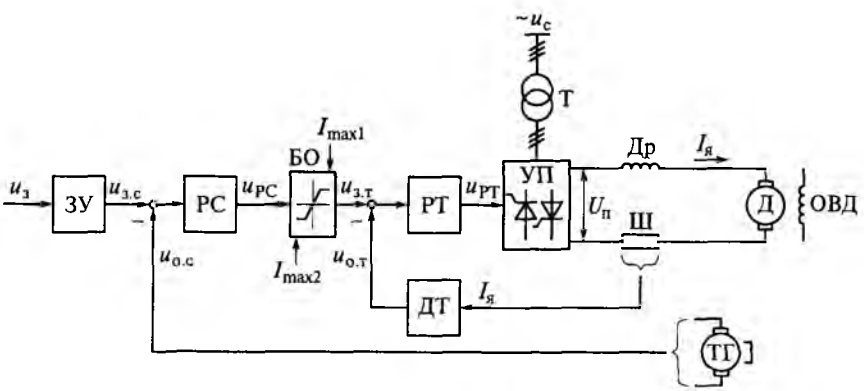


Рис. 5.16. Функциональная схема электропривода с подчиненным регулированием тока и скорости

тока якоря способствует также уменьшению вибраций и шума в двигателе.

Система управления электропривода содержит два контура регулирования: внутренний контур тока якоря (КТ) и внешний контур скорости (КС).

Контур тока включает в себя силовую часть электропривода с выходом по току якоря $I_я$, цепь отрицательной обратной связи по току якоря и регулятор тока якоря РТ. На входе РТ сравниваются напряжение задания тока якоря $u_{з.т}$ и напряжение обратной связи $u_{о.т}$, поступающее с датчика тока ДТ. На вход ДТ подается напряжение с шунта Ш, пропорциональное току якорной цепи двигателя. Блок БО ограничивает выходное напряжение $u_{РС}$ регулятора скорости РС.

Контур скорости двигателя включает в себя замкнутый КТ, цепь отрицательной обратной связи по скорости двигателя и регулятор скорости. На входе РС сравниваются напряжение задания скорости $u_{з.с}$, подаваемое с выхода задающего устройства ЗУ, и напряжение обратной связи $u_{о.с}$ по скорости двигателя, поступающее от тахогенератора ТГ. Регулятор скорости может быть как пропорциональным (при невысоких требованиях к точности регулирования скорости), так и пропорционально-интегральным (при необходимости абсолютной статической точности регулирования).

Задающее устройство формирует желаемый закон изменения скорости электропривода, например, линейный с заданным постоянным ускорением (задатчик интенсивности), экспоненциальный (инерционное входное звено) либо синусоидальный (как тестовый сигнал для снятия частотных характеристик электропривода).

Блок БО ограничивает выходное напряжение РС и тем самым максимальное напряжение задания $u_{з.т}$ тока якоря двигателя, обеспечивая в замкнутом КТ якоря двигателя ограничение этого тока на уровне максимально допустимого значения I_{max}. Уровень ограничения статической характеристики БО независимо регулируется сигналами $I_{max\,1}$, $I_{max\,2}$.

Структурная схема электропривода представлена на рис. 5.17. Она соответствует следующим допущениям: регулировочная характеристика управляемого преобразователя линейна; ток якорной цепи двигателя непрерывный; отсутствует реакция якоря двигателя; момент инерции, приведенный к валу двигателя, постоянен; инерционность датчиков тока и скорости не учитывается ввиду ее малости. Обозначения, принятые на схеме:

$T_э$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с;

$R_я$ — сопротивление якорной цепи, Ом;

J — суммарный момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя, кг·м^2;

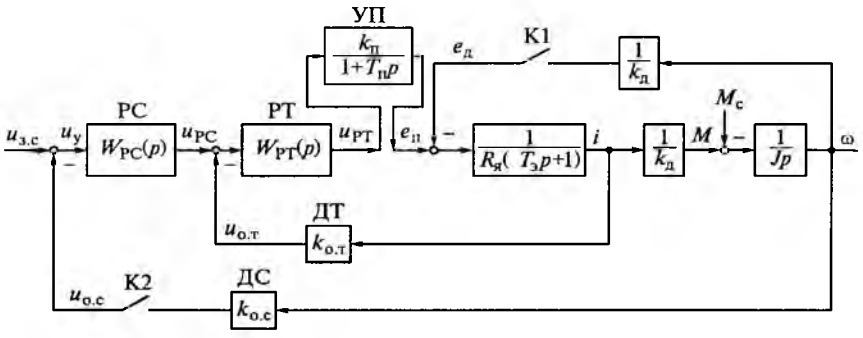


Рис. 5.17. Структурная схема электропривода с подчиненным регулированием тока и скорости

$k_п$ — коэффициент усиления УП;

$T_п$ — постоянная времени цепи управления преобразователем, учитывающая коммутационные запаздывания и наличие фильтров, с (для полупроводниковых УП $T_п < 10$ мс и может быть принята за некомпенсирующую постоянную времени $T_μ$);

$k_д$ — передаточный коэффициент двигателя, рад/(В·с);

$k_{о.т}$ — коэффициент обратной связи по току, Ом;

$k_{о.с}$ — коэффициент обратной связи по скорости двигателя, (В·с)/рад;

$W_{РТ}(p)$ и $W_{РС}(p)$ — передаточные функции регуляторов соответственно тока и скорости.

В приведенной схеме имеются два контура — внутренний контур тока и внешний контур скорости. Данная схема не соответствует каскадной структуре подчиненного регулирования (см. рис. 5.15) из-за дополнительной связи по ЭДС двигателя, воздействующей на контур тока. С помощью известных правил преобразования структурных схем можно привести данную схему к виду каскадной структуры (рис. 5.18).

Тогда передаточная функция разомкнутого контура тока будет иметь вид:

$$W_{0к.т}(p) = W_{РТ}(p)\frac{k_т T_м p}{(T_п p+1)(T_м T_э p^2 + T_м p + 1)}, \qquad (5.66)$$

где $k_т$ — коэффициент усиления в контуре тока $\left(k_т = \frac{k_п k_{о.т}}{R_я}\right)$; $T_м$ — механическая постоянная времени электропривода, с ($T_м = k_д^2 R_я J$).

Методом последовательной коррекции можно определить тип и параметры регулятора тока по условию модульного оптимума по каналу управления ($M_с = 0$) для замкнутого контура тока. Согласно выражению (5.58)

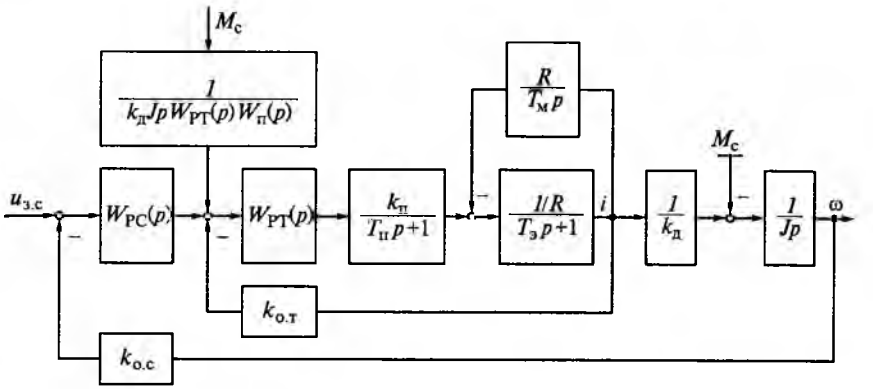


Рис. 5.18. Преобразованная структурная схема электропривода

$$W_{0к.т}(p) = W_{0опт}(p) = \frac{1}{2T_μ p(T_μ p + 1)}. \qquad (5.67)$$

За $T_μ$ для контура тока может быть принята малая постоянная времени преобразователя $T_п$.

Приравнивая выражения (5.66) и (5.67), получаем

$$W_{РТ}(p) = \frac{T_м T_э p^2 + T_м p + 1}{2T_п k_т T_м p^2}. \qquad (5.68)$$

Без учета обратной связи по ЭДС двигателя

$$W_{0к.т}(p) = W_{РТ}(p)\frac{k_т}{(T_п p + 1)(T_э p + 1)}; \qquad (5.69)$$

$$W_{РТ}(p) = \frac{T_э p + 1}{k_т 2T_п p}. \qquad (5.70)$$

Из-за действия ЭДС двигателя оптимизированный без учета этого действия контур тока не является астатическим. При включении контура тока на неизменное задающее напряжение $u_{з.т}$ устанавливается согласно (5.66) и (5.70) постоянное значение тока

$$I = \frac{u_{з.т}}{k_{о.т}\left(1 + \frac{2T_п}{T_м}\right)} = \frac{I_з}{1 + \frac{2T_п}{T_м}}, \qquad (5.71)$$

которое оказывается в $1 + \frac{2T_п}{T_м}$ раз меньше заданного значения $I_з = \frac{u_{з.т}}{k_{о.т}}$. Это объясняется тем, что после отработки контуром тока скачка напряжения пропорциональной части ПИ-регулятора

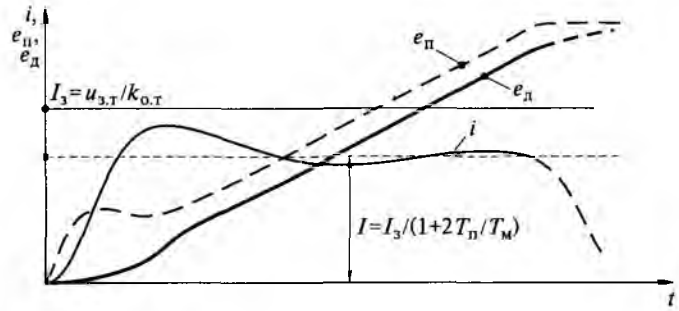


Рис. 5.19. Переходные функции тока, ЭДС преобразователя и двигателя при скачке задания на входе контура регулирования тока

$u_{з.т}\dfrac{T_э}{k_т 2T_п}$ его интегральная составляющая $\dfrac{1}{k_т 2T_п p}$ обусловливает линейное нарастание ЭДС преобразователя $e_п$ и, следовательно, линейное нарастание ЭДС двигателя $e_д$ (рис. 5.19). При достижении предельного значения $e_п = E_{п\,max}$ ток начинает снижаться, стремясь к нулю при отсутствии момента нагрузки. В установившихся режимах при $M = M_с$ и $I = I_с$ интегральная составляющая ПИ-регулятора обеспечивает постоянное значение тока $I = I_з = \dfrac{u_{з.т}}{k_{о.т}}$. При этом электромеханическая характеристика двигателя представляет собой вертикальную прямую в диапазоне скоростей, определяемом значениями $\pm E_{п\,max}$.

Контур тока входит в состав объекта управления контура скорости. Без учета ЭДС двигателя (ключ К1 на рис. 5.17 разомкнут) и при $M_с = 0$ передаточная функция разомкнутого контура скорости имеет вид:

$$W_{0\,к.с}(p) = W_{РС}(p)W_{о.у}(p) = W_{РС}(p)\frac{1/k_{о.т}}{D_T(p)}\frac{k_{о.с}}{k_д J p},$$

где $D_T(p) = 2T_μ p(T_μ p + 1) + 1$ — характеристический полином оптимизированного замкнутого контура тока.

Настраивая контур скорости на модульный оптимум с желаемой передаточной функцией

$$W_{0\,жел}(p) = \frac{1}{4T_μ p D_T(p)},$$

определяем тип и параметры регулятора скорости:

$$W_{РС}(p) = \frac{W_{0\,жел}(p)}{W_{о.у}(p)} = \frac{k_{о.т}k_д J}{4T_μ k_{о.с}} = \frac{k_{о.т}}{k_{о.с}k_д R_я}\frac{T_м}{4T_μ} = k_{РС}. \qquad (5.72)$$

Для получения МО в контуре скорости требуется П-регулятор скорости, реализуемый как усилитель с характеристикой управления:

$$u_{\text{РС}} = k_{\text{РС}} u_{\text{у}} \text{ для } -u_{\text{к}} \le u_{\text{у}} \le u_{\text{к}},$$

$$u_{\text{РС}} = u_{\text{нас}} \operatorname{sign} u_{\text{у}} \text{ для } |u_{\text{у}}| > u_{\text{к}},$$

где $u_{\text{нас}} = u_{\text{з.т}} = k_{\text{о.т}} I_{\text{з}}$.

Передаточная функция замкнутого контура скорости (ключ К2 на рис. 5.17 замкнут) относительно скорости определяется выражением

$$W_{\text{з.с}}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{\text{з.с}}(p)} = \frac{1/k_{\text{о.с}}}{4T_{\mu} p D_T(p) + 1}, \qquad (5.73)$$

где малая постоянная времени $T_{\mu} = T_{\text{п}}$.

Реакция оптимизированного контура скорости на возмущение по моменту нагрузки при $u_{\text{з.с}} = 0$ определяется передаточной функцией по данному воздействию, которая находится из структурной схемы рис. 5.17:

$$W_{\text{м}}(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{M(p)} = -\frac{D_T(p)}{4T_{\mu} p D_T(p) + 1} \frac{M_{\text{с}}}{\beta_{\text{з}}}, \qquad (5.74)$$

где $\beta_{\text{з}}$ — жесткость механической характеристики электропривода с настроенным на МО контуром скорости;

$$\beta_{\text{з}} = \frac{J}{4T_{\mu}} = \beta \frac{T_{\text{м}}}{4T_{\mu}},$$

где β — жесткость естественной механической характеристики электропривода ($\beta = J/T_{\text{м}}$).

Регулирование скорости пропорциональным регулятором оказывается статическим. В зависимости от значения отношения $T_{\text{м}}/(4T_{\mu})$ жесткость замкнутого электропривода может быть больше, меньше или равной жесткости естественной характеристики (рис. 5.20).

Для получения астатического регулирования скорости может быть использован симметричный оптимум на основе ПИ-регулятора скорости (ПИ-РС). Согласно (5.72) передаточная функция ПИ-РС определяется на основании известной для СО желаемой передаточной функции разомкнутого контура:

$$W_{\text{РС}}(p) = \frac{8T_{\mu} p + 1}{8 \cdot 4 \cdot T_{\mu}^2 p^2 D_T(p)} \frac{k_{\text{д}} J p}{W_{\text{к.т}}(p)} = \frac{8T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu} p} \frac{k_{\text{о.т}} k_{\text{д}} J}{4T_{\mu} k_{\text{о.с}}} = \frac{8T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu} p} k_{\text{РС}}. \qquad (5.75)$$

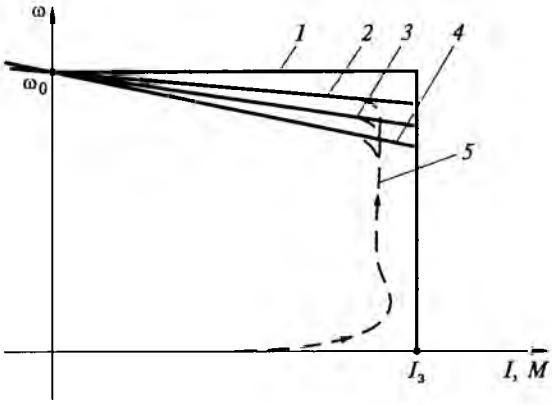


Рис. 5.20. Механические характеристики электропривода с подчиненным регулированием тока и скорости:

1 — при ПИ-РС; *2* — при П-РС и $T_м/(4T_μ) > 1$; *3* — при П-РС и $T_м/(4T_μ) = 1$; *4* — при П-РС и $T_м/(4T_μ) < 1$; *5* — динамическая механическая характеристика

Передаточная функция замкнутого контура скорости с ПИ-РС определяется выражением

$$W_{з.с}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{з.с}(p)} = \frac{(1/k_{о.с})(8T_μ p + 1)}{8T_μ p\left[4T_μ p D_T(p) + 1\right] + 1}. \qquad (5.76)$$

Реакция оптимизированного по СО контура скорости на возмущение по моменту нагрузки при $u_{з.с} = 0$ определяется передаточной функцией

$$W_м(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{M_с(p)} = \frac{D_T(p)}{8T_μ p\left[4T_μ p D_T(p) + 1\right] + 1} \frac{8T_μ p M_с}{\beta_з}. \qquad (5.77)$$

Регулирование скорости при ПИ-РС оказывается астатическим, т. е. механическая характеристика электропривода вне действия токоограничения имеет в установившихся режимах ($p = 0$) бесконечно большую жесткость (характеристика *1* на рис. 5.20). Согласно формулам (5.73), (5.76) характеристические полиномы замкнутого контура скорости с П-РС и ПИ-РС имеют соответственно третий и четвертый порядки. В практических расчетах данные полиномы заменяют без значительной погрешности на полиномы второго порядка, пренебрегая в контуре тока малой постоянной времени $T_μ$ ($D_T(p) = T_т p + 1 = 2T_μ p + 1$) или принимая контур тока за безынерционный ($D_T(p) = 1$).

Отработка контуром скорости скачков задающего воздействия или момента нагрузки в относительных единицах $\omega/\omega_з$, $M/M_с$ или $i/I_с$ согласно передаточным функциям (5.76) и (5.77) показана на рис. 5.21. Отработка небольшого скачка задания скорости, когда отсутствует насыщение регулятора скорости ($u_{РС} < u_{нас}$), происхо-

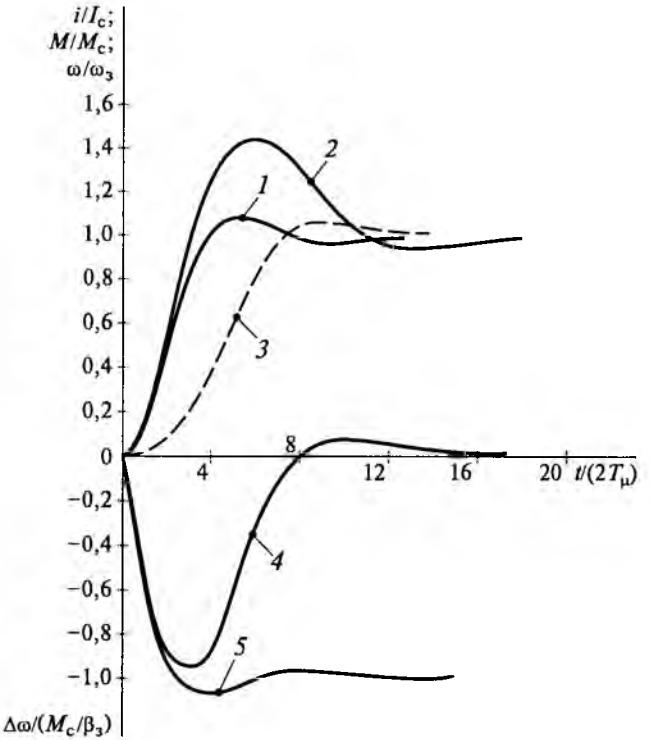


Рис. 5.21. Переходные функции относительных значений тока, момента, скорости по задающим воздействиям при модульном оптимуме (*1*), симметричном оптимуме без входного фильтра (*2*) и с входным фильтром (*3*), а также переходные функции относительного перепада скорости по скачку момента нагрузки при симметричном (*4*) и модульном (*5*) оптимумах

дит при П-РС с перерегулированием $\sigma = 8\,\%$ (кривая *1*), а при ПИ-РС и фильтре с постоянной времени $8T_\mu$ на входе контура — с σ 6,2 % (кривая *3*).

Аналогично протекает и процесс наброса момента нагрузки. При большом скачке задания скорости, когда $u_{РС} = u_{нас}$, контур тока обеспечивает постоянство тока $i = u_{нас}/k_{о.т}$ (без учета влияния ЭДС двигателя) и линейное нарастание скорости до момента времени, когда РС выходит из насыщения. Далее снижается задание на ток, который стремится к нулю при $M_с = 0$, а скорость стремится к значению $\omega_0 = u_{з.с}/k_{о.с}$.

Динамический перепад скорости $\Delta\omega$ в режиме наброса момента нагрузки $M_с$ определяется в соответствии с передаточной функцией

$$W_м(p) = \frac{\Delta\omega}{M_с/\beta_з} = \frac{M - M_с}{4T_\mu p M_с} = -\frac{1}{4T_\mu p}(1 - W_з(p)). \qquad (5.78)$$

Подставляя в (5.78) выражение для $W_з(p)$, получаем при П-РС

$$W_м(p) = \frac{D_T(p)}{4T_μ p D_T(p) + 1} \tag{5.79}$$

и при ПИ-РС

$$W_м(p) = \frac{4T_μ p D_T(p)}{8T_μ p\left[4T_μ p D_T(p) + 1\right] + 1}. \tag{5.80}$$

Данным передаточным функциям соответствуют кривые динамического перепада скорости *4* и *5* на рис. 5.21. Внутренняя связь по ЭДС двигателя при сохранении стандартных настроек регуляторов несколько повышает демпфирование и снижает перерегулирование в режимах отработки сброса — наброса момента нагрузки. Как отмечалось выше, ЭДС оказывает влияние и на работу контуров тока и скорости при отработке входных воздействий, снижая динамический ток при скачке задания и повышая ошибку отработки скорости при ее линейном задании. Однако существенное влияние ЭДС проявляется только при неблагоприятном соотношении параметров (пониженные значения $T_м$ и $T_э$, повышенное значение $T_μ$). Простота П- и ПИ-регуляторов и их оптимальных настроек обусловила преимущественное применение данных регуляторов в системах управления с подчиненным регулированием координат электропривода.

Рассмотрим пример синтеза регуляторов тока и скорости в системе подчиненного электропривода.

Задача. Определить тип и параметры регуляторов тока и скорости, составить принципиальную схему их аналогового исполнения при условии токоограничения на уровне максимально допустимого тока двигателя и статизма контура скорости не более 5 %.

Исходные данные:

силовая часть электропривода представляет собой систему тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока с независимым возбуждением;

номинальные напряжение, ток, момент и скорость двигателя $U_{ном} = 220$ В, $I_{ном} = 21$ А, $M_{ном} = 23{,}5$ Н · м, $ω_{ном} = 162$ рад/с;

максимально допустимые ток и момент двигателя $I_{max} = 63$ А, $M_{max} = 70$ Н · м;

передаточный коэффициент и момент инерции двигателя $k_д = 0{,}83$ рад/(В · с), $J = 0{,}05$ кг · м^2;

сопротивление и электромагнитная постоянная времени якорной цепи $R_я = 1{,}8$ Ом, $T_э = 0{,}022$ с;

максимальная ЭДС, коэффициент усиления и постоянная времени тиристорного преобразователя $E_{п\,max} = 300$ В, $k_п = 25$, $T_п = T_μ = 0{,}01$ с;

а также передаточный коэффициент тахогенератора $k_{ТГ} = k_{о.с} = 0{,}032$ В · с/рад.

По условию задачи принимаем за элементную базу построения регуляторов операционные усилители с напряжением питания ±15 В и выходным стабилизированным напряжением ±10 В (например, микросхемы типа К553 УД2).

Для контура тока без учета влияния ЭДС двигателя используется пропорционально-интегральный тип регулятора с передаточной функцией $W_{РТ}(p) = (T_{к1}p + 1)/T_{01}p$ и параметрами $T_{к1} = T_э = 0{,}022$ с, $T_{01} = 2T_μ k_т$. Для заданного токоограничения на уровне $I_{max} = 63$ А и максимального стабилизированного напряжения на входе контура тока $u_{з.т\ max} = u_{нас} = 10$ В определяем коэффициент обратной связи по току

$$k_{о.т} = u_{нас}/I_{max} = 0{,}16 \text{ Ом}$$

и постоянную интегрирования регулятора

$$T_{01} = 0{,}02\frac{k_п k_{о.т}}{R_я} = 0{,}02\frac{25 \cdot 0{,}16}{1{,}8} = 0{,}044 \text{ с}.$$

Действие ЭДС двигателя на контур тока при пуске с насыщенным регулятором скорости снижает максимальный ток до значения

$$I_п = \frac{I_{max}}{1 + \dfrac{2T_п}{T_м}}.$$

Здесь $T_м = k_д^2 R_я J = 0{,}83^2 \cdot 1{,}8 \cdot 0{,}05 = 0{,}062$ с. Подставляя полученное значение в приведенную выше формулу, получаем

$$I_п = \frac{63}{1 + \dfrac{0{,}02}{0{,}062}} = 47{,}7 \text{ А}.$$

При выборе типа регулятора скорости следует учитывать допустимый по условию задачи статизм регулирования скорости

$$\delta_{доп} = \frac{\Delta\omega_{з.ном}}{\omega_0} = \frac{M_{ном}}{\omega_0}\frac{1}{\beta_{доп}} \le 0{,}05.$$

Статизм, соответствующий естественной механической характеристике электропривода, составляет

$$\delta_е = \frac{I_{ном}R_я}{E_{п0}} = \frac{I_{ном}R_я}{I_{ном}R_я + \omega_{ном}/k_д} = \frac{37{,}8}{233} = 0{,}16.$$

Следовательно, требуемое повышение жесткости механической характеристики

$$\frac{\beta_{доп}}{\beta} = \frac{\delta_е}{\delta_{доп}} \ge \frac{0{,}16}{0{,}05} \ge 3{,}2.$$

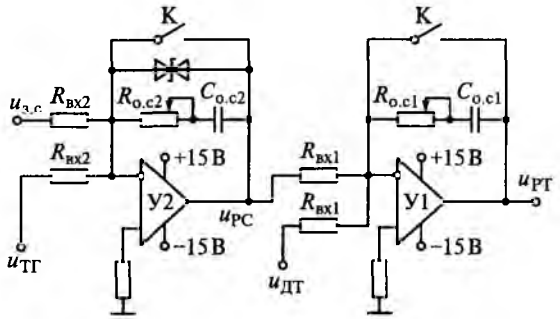


Рис. 5.22. Схемы регуляторов тока и скорости

Пропорциональный регулятор скорости обеспечивает повышение жесткости

$$\frac{\beta_з}{\beta} = \frac{T_м}{4T_μ} = \frac{0,062}{0,04} = 1,55.$$

Таким образом, П-РС не обеспечивает требуемого статизма регулирования скорости и следует принять пропорционально-интегральный тип регулятора с передаточной функцией

$$W_{РС}(p) = \frac{T_{к2}p + 1}{T_{02}p}$$

и параметрами $T_{к2} = 8T_μ = 0,08$ с; $T_{02} = 8T_μ/k_{РС}$. Здесь $k_{РС} = \frac{k_д k_{о.т}}{k_{о.с}} \frac{J}{4T_μ} = 5,2$. Отсюда $T_{02} = \frac{8 \cdot 0,01}{5,2} = 0,0154$ с.

Для реализации регуляторов тока и скорости используем операционные усилители в схеме включения ПИ-регулятора (рис. 5.22). Параметры регуляторов обеспечиваются соответствующими значениями сопротивлений и емкостей с учетом условия, что сопротивление нагрузки усилителя $R_{наг}$ должно быть не меньше допустимого $R_{доп}$ (для типовых микросхем $R_{доп} = 2$ кОм).

Для регулятора тока $C_{о.с1} = 0,5$ мкФ; $R_{о.с1} = 44$ кОм; $T_{к1} = R_{о.с1}C_{о.с1} = 0,022$ с; $R_{вх1} = 88$ кОм; $T_{01} = R_{вх1}C_{о.с1} = 0,044$ с.

Для регулятора скорости $C_{о.с2} = 1$ мкФ; $R_{о.с2} = 80$ кОм; $T_{к2} = R_{о.с2}C_{о.с2} = 0,08$ с; $R_{вх2} = 15,4$ кОм; $T_{02} = R_{вх2}C_{о.с2} = 0,0154$ с.

Максимальное задающее напряжение $U_{з\,max} = k_{о.с}\, k_д E_{п0} = 0,032 \times \times 0,83 \cdot 233 = 6,2$ В.

5.3.3. Система двухзонного регулирования скорости электропривода

В системах двухзонного регулирования скорости основная часть (до номинальной скорости) всего диапазона регулирования обес-

печивается изменением напряжения на якоре двигателя от нуля до номинального значения при номинальном потоке возбуждения, а при скорости выше номинальной (в верхней части диапазона регулирования) — изменением потока возбуждения двигателя при постоянном напряжении на якоре или ЭДС двигателя. Анализ и синтез контуров регулирования тока якоря и скорости двигателя при постоянстве потока возбуждения были рассмотрены выше. В настоящем подразделе рассматриваются особенности управления при регулировании скорости лишь в зоне изменения магнитного потока двигателя.

По мере увеличения скорости выше номинальной ($\omega^* = \omega/\omega_{ном} > 1$) за счет уменьшения магнитного потока $\Phi^* = \Phi/\Phi_{ном} \cong 1/\omega^*$ при $U^* = U/U_{ном} = 1$ допустимый момент двигателя при $I^* = I/I_{ном} = 1$ меняется пропорционально потоку ($M^* \cong \Phi^*$), а допустимая мощность $P^* = P/P_{ном} = 1$ остается постоянной. Поэтому применение двухзонного регулирования скорости целесообразно для тех производственных механизмов, у которых на высоких скоростях снижается момент статической нагрузки. Примером таких механизмов являются реверсивные станы горячей прокатки, у которых при последних пропусках, когда длина прокатываемого металла становится значительной, а усилия его обжатия снижаются, с целью уменьшения времени прокатки и увеличения производительности стана скорость привода увеличивается за счет уменьшения магнитного потока двигателя. Широко применяется двухзонное регулирование скорости и для металлорежущих станков, у которых в зависимости от направления движения рабочего инструмента и режимов резания заметно меняются моменты статических нагрузок.

Электропривод с двухзонным регулированием скорости (рис. 5.23), кроме системы регулирования скорости с подчиненным контуром тока (см. рис. 5.16), содержит внутренний контур тока возбуждения (КТВ) и внешний контур ЭДС двигателя (КЭ) (иногда — напряжения на якоре двигателя).

Контур тока возбуждения включает в себя тиристорный возбудитель ТВ, регулятор тока возбуждения РТВ с выходным напряжением $u_{РТВ}$, датчик тока возбуждения ДТВ с коэффициентом передачи $k_{о.т.в}$, шунт тока возбуждения ШВ в цепи обмотки возбуждения двигателя ОВД. На входе РТВ сравниваются напряжение задания $u_{з.т.в}$ тока возбуждения и напряжение обратной связи $u_{о.т.в}$ с выхода ДТВ.

Контур ЭДС включает в себя замкнутый КТВ, регулятор ЭДС двигателя РЭ и датчик ЭДС двигателя ДЭ с передаточным коэффициентом $k_{ДЭ}$. Выходное напряжение ДЭ

$$u_{ДЭ} = k_{ДЭ}[U_п - I_я R_{я.д}(1 + T_я p)] = k_{ДЭ} E_д$$

пропорционально ЭДС двигателя $E_д$. Здесь $T_я = L_{я.д}/R_{я.д}$ — электромагнитная постоянная времени якоря двигателя.

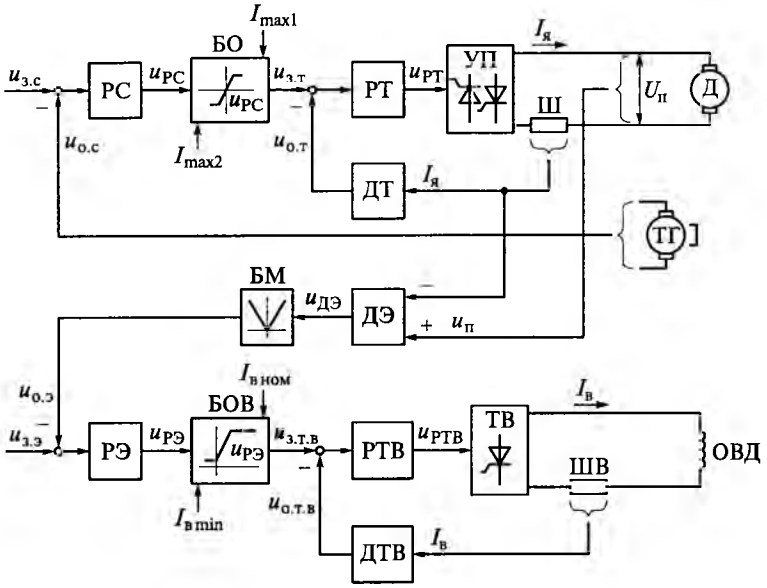


Рис. 5.23. Функциональная схема электропривода с двухзонным регулированием скорости

Поскольку при изменении направления скорости двигателя знак $u_{ДЭ}$ меняется на противоположный, а знак напряжения отрицательной обратной связи по ЭДС $u_{о.э}$ на входе РЭ меняться не должен, к выходу ДЭ подключается блок выделения модуля ЭДС БМ.

Напряжение задания ЭДС двигателя $u_{з.э}$ устанавливается равным выходному напряжению ДЭ $|u_{ДЭ ном}|$ при номинальной ЭДС двигателя. Поэтому при работе двигателя со скоростью менее номинальной (в первой зоне диапазона регулирования скорости), когда $u_{з.э} > u_{о.э}$, при $u_{о.э} < |u_{ДЭ ном}|$ выходное напряжение РЭ $u_{РЭ}$ за счет интегральной составляющей его передаточной функции становится максимально допустимым и ограничивается с помощью блока ограничения возбуждения БОВ на уровне, при котором напряжение $u_{з.т.в}$ на входе замкнутого КТВ будет определять задание номинального тока возбуждения двигателя $I_{в.ном}$. Благодаря этому в первой зоне диапазона регулирования скорости двигателя (при $\omega < \omega_{ном}$) ток его возбуждения поддерживается на уровне номинального.

Как только ЭДС двигателя достигнет номинального значения (при $\omega \cong \omega_{ном}$), при котором напряжения $u_{о.э}$ и $u_{з.э}$ сравняются, регулятор РЭ выйдет из режима ограничения его выходного напряжения и контур КЭ замкнется. При этом система перейдет в режим стабилизации номинальной ЭДС двигателя, а увеличение

скорости двигателя выше номинального значения будет происходить уже за счет уменьшения тока и, соответственно, потока возбуждения двигателя. Минимально допустимый ток возбуждения $I_{в\,min}$, при котором скорость двигателя достигает максимального значения ω_{max}, ограничивается предельно минимальным выходным напряжением $u_{з.т.в}$ блока БОВ.

Кроме обратной связи по ЭДС двигателя в системах двухзонного регулирования скорости возможны варианты ослабления потока двигателя в функции выходного напряжения или ЭДС управляемого преобразователя. Отличия между ними в технической реализации датчиков напряжения или ЭДС преобразователя, а также в синтезе регуляторов контуров напряжения и тока возбуждения двигателя [2, 22].

Обобщенная структурная схема электропривода с двухзонным регулированием скорости с обратной связью по ЭДС двигателя представлена на рис. 5.24. Передаточные функции между моментом и током якоря, а также между ЭДС двигателя и его скоростью зависят от магнитного потока двигателя. Этот факт отражен введением в структурную схему якорной цепи двигателя функций произведения между указанными переменными.

Передаточная функция между выходной ЭДС тиристорного возбудителя ТВ и напряжением управления $u_{у\,в} = u_{РТВ}$

$$W_{п.в}(p) = \frac{E_{п.в}(p)}{u_{у.в}(p)} = \frac{k_{п.в}}{T_{п.в}p + 1},$$

где $k_{п.в}$ — передаточный коэффициент тиристорного возбудителя, $k_{п.в} = E_{п.в.ном}/u_{у.в.ном}$; $T_{п.в}$ — суммарная постоянная времени цепи управления тиристорным возбудителем.

Передаточная функция между выходной ЭДС тиристорного возбудителя и током обмотки возбуждения двигателя $I_в$ с учетом вихревых токов в стали его магнитопровода и без учета потока рассеяния

$$W_{в.т}(p) = \frac{I_в(p)}{E_{п.в}(p)} = \frac{T_{в.т}p + 1}{R_в[(T_в + T_{в.т})p + 1]},$$

где $T_{в.т}$ — электромагнитная постоянная времени фиктивной короткозамкнутой обмотки двигателя, учитывающая влияние вихревых токов, наводящихся в полюсах и станине двигателя при быстрых изменениях в них магнитного потока ($T_{в.т} \cong (0{,}06 \ldots 0{,}2)T_в$; наибольшие значения имеют двигатели с нешихтованными станинами); $R_в$ — суммарное сопротивление цепи обмотки возбуждения двигателя, включающее сопротивление обмотки возбуждения и эквивалентное сопротивление силовой цепи собственно тиристорного возбудителя; $T_в$ — электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения.

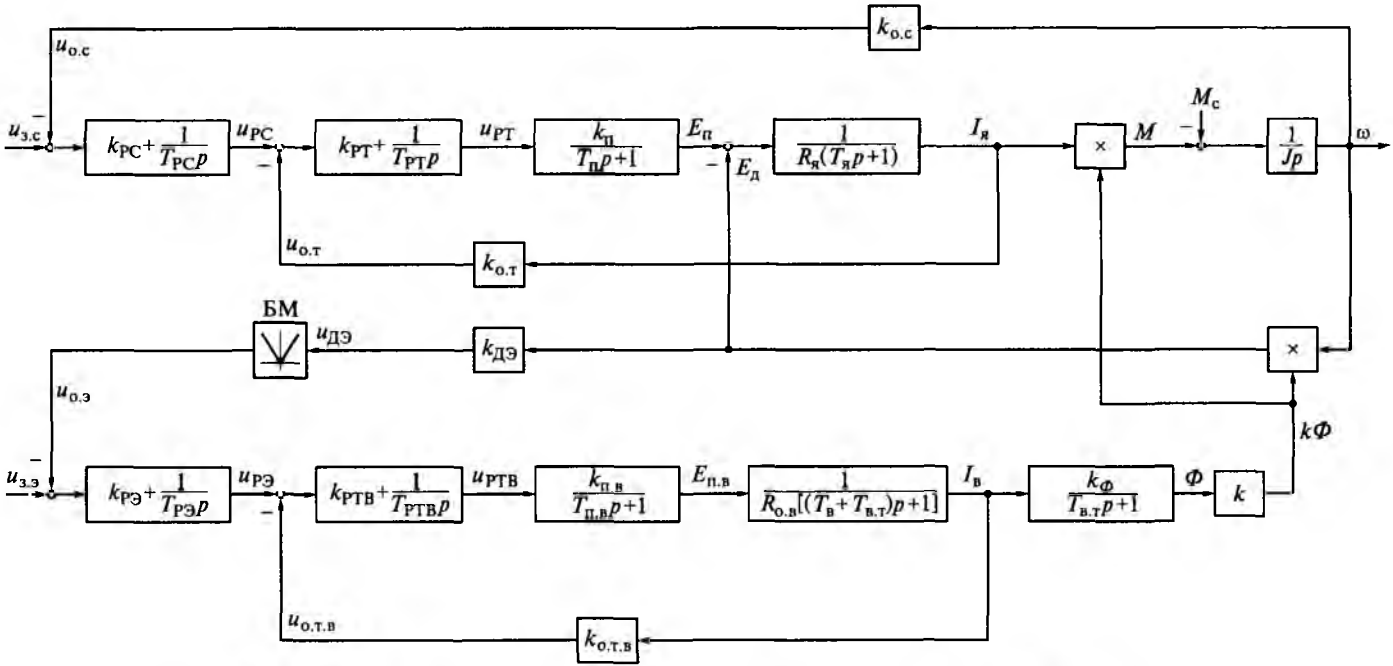


Рис. 5.24. Структурная схема электропривода с двухзонным регулированием скорости

Последняя определяется по формуле

$$T_{в} = L_{в}/R_{в},$$

где $L_{в}$ — индуктивность обмотки возбуждения на линейном участке кривой намагничивания. При этом

$$L_{в} = 2p_{п}k_{нас}w_{в}\Phi_{ном}/I_{в.ном},$$

где $p_{п}$ — число пар полюсов двигателя; $k_{нас}$ — коэффициент насыщения кривой намагничивания, $k_{нас} = I_{в.ном}/I_{в.лин}$; $w_{в}$ — число витков обмотки возбуждения на полюс.

Под $I_{в.лин}$ понимают ток возбуждения, создающий номинальный поток $\Phi_{ном}$ при отсутствии насыщения магнитной цепи двигателя.

Передаточная функция между током обмотки возбуждения двигателя и магнитным потоком

$$W_{\Phi}(p) = \frac{\Phi(p)}{I_{в}(p)} = \frac{k_{\Phi}}{T_{в.т}p + 1},$$

где k_{Φ} — коэффициент взаимосвязи между приращениями тока и потока возбуждения двигателя на кривой намагничивания, представляющий собой тангенс угла наклона касательной к кривой намагничивания в рабочей точке, $k_{\Phi} = \Delta\Phi/\Delta I_{в}$.

Передаточная функция цепи обратной связи по току возбуждения двигателя определяется результирующим коэффициентом передачи шунта ШВ в цепи обмотки возбуждения и датчика тока ДТВ.

Система двухзонного регулирования скорости в соответствии с рис. 5.24 существенно нелинейна, поскольку содержит в себе как функции произведения переменных, так и нелинейности блоков ограничения БО, БОВ, БМ, а также кривой намагничивания двигателя. Нелинейными могут быть и регулировочные характеристики преобразователей ТП и ТВ. Поэтому анализ и синтез подобных систем принято выполнять в «малом» при линеаризации нелинейностей в их рабочих точках.

Линеаризованная структурная схема электропривода с двухзонным регулированием скорости приведена на рис. 5.25. Здесь, по сравнению с рис. 5.24, текущие значения переменных заменены на их отклонения от начальных значений при работе системы с начальными скоростью $\omega_{нач}$, током $I_{я.нач}$, моментом $M_{нач}$ и потоком $\Phi_{нач}$ двигателя. При линеаризации в данном режиме результирующие отклонения момента и ЭДС двигателя от их начальных значений как итог операций перемножения тока и скорости двигателя на его магнитный поток с учетом собственных отклонений указанных величин от начальных значений будут определяться следующим образом:

$$\Delta M_{\Sigma} = M_{нач} - (I_{я.нач} + \Delta I_{я})(k\Phi_{нач} + \Delta\Phi) = k\Phi_{нач}\Delta I_{я} + I_{я.нач}k\Delta\Phi + \Delta I_{я}\Delta\Phi;$$

$$\Delta E_{д\Sigma} = E_{д.нач} - (\omega_{нач} + \Delta\omega)(k\Phi_{нач} + \Delta\Phi) = k\Phi_{нач}\Delta\omega + \omega_{нач}k\Delta\Phi + \Delta\omega\Delta\Phi.$$

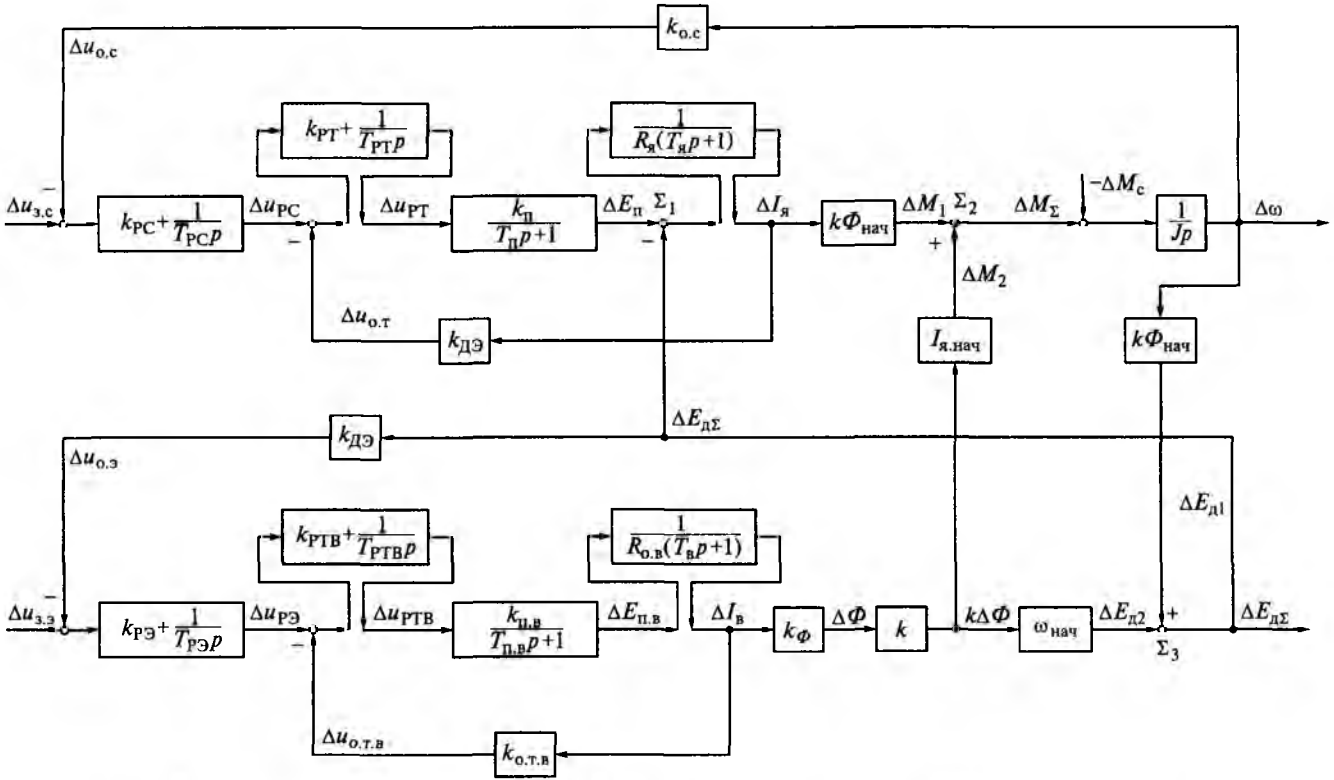


Рис. 5.25. Линеаризованная структурная схема электропривода с двухзонным регулированием скорости

С учетом малости произведений $\Delta I_я \Delta \Phi$ и $\Delta\omega\Delta\Phi$ значения ΔM_Σ и $\Delta E_{д\Sigma}$ на рис. 5.25 отражены суммами их составляющих:

$$\Delta M_\Sigma = \Delta M_1 + \Delta M_2 = k\Phi_{нач}\Delta I_я + I_{я.нач}k\Delta\Phi;$$

$$\Delta E_{д\Sigma} = \Delta E_{д1} + \Delta E_{д2} = k\Phi_{нач}\Delta\omega + \omega_{нач}k\Delta\Phi.$$

Часто, особенно для двигателей с шихтованными станинами, когда $T_{в.т} \ll T_в$, влиянием вихревых токов на отклонение магнитного потока пренебрегают. Тогда (при $T_{п.т} \cong 0$) передаточная функция силовой цепи обмотки возбуждения двигателя как объекта регулирования с выходом по току возбуждения определится (см. рис. 5.25) следующим образом:

$$W_{о.в}(p) = \frac{\Delta I_в(p)}{\Delta u_{РТВ}(p)} = \frac{k_{п.в}}{R_в(T_{п.в}p+1)(T_в p+1)}.$$

Отсюда при выборе передаточной функции разомкнутого КТВ с учетом коэффициента $k_{о.т.в}$ в виде

$$W_{раз.в}(p) = \frac{1}{k_{о.т.в}a_в T_{цв}p(T_в p+1)},$$

передаточная функция регулятора тока возбуждения определится как

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

где $a_в$ — соотношение постоянных времени КТВ при его настройке на модульный оптимум, $a_в = 2...4$; $k_{РТВ}$ — коэффициент передачи пропорциональной части РТВ, $k_{РТВ} = T_в/T_{РТВ}$; $T_{РТВ}$ — постоянная времени интегрирования ПИ-регулятора РТВ, $T_{РТВ} = \frac{k_{о.т.в}k_{п.в}}{R_в} a_в T_{п.в}$.

При выбранном регуляторе РТВ передаточная функция замкнутого КТВ

$$W_{зам.в}(p) = \frac{\Delta I_в(p)}{\Delta u_{РЭ}(p)} = \frac{1}{k_{о.т.в}[a_в T_{п.в}p(T_{п в}p+1)+1]}.$$

Синтез регулятора ЭДС полезно предварить оценкой степени влияния на ток якоря составляющих суммарного отклонения ЭДС двигателя $\Delta E_{д2\Sigma}$ (рис. 5.26), вызванного при постоянстве скорости двигателя изменением лишь магнитного потока двигателя. С этой целью переменная ΔM_2 из сумматора Σ_2 (см. рис. 5.25) переносится на сумматор Σ_1 (см. рис. 5.26), где результат ее переноса

$$\Delta E''_{д2} = \Delta\Phi I_{я.нач}R_я(T_я p+1)/\Phi_{нач}$$

с противоположным знаком суммируется с составляющей $\Delta E'_{д2} = \omega_{нач}k\Delta\Phi$. Составляющая $\Delta E''_{д2}$ обусловлена изменением жесткости

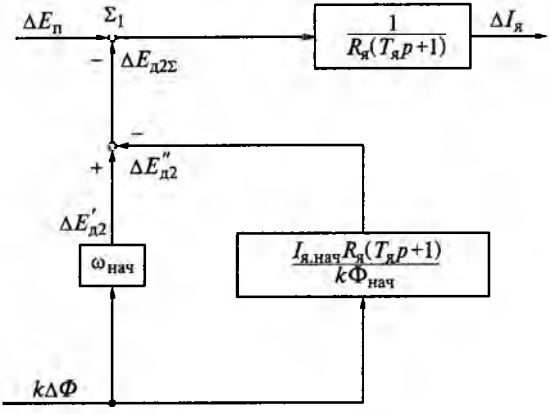


Рис. 5.26. Узел воздействия потока на ЭДС двигателя

механической характеристики двигателя при изменении его потока. При скорости выше номинальной ($\omega_{нач} > \omega_{ном}$), когда вступает в действие контур регулирования ЭДС и имеет место отклонение $\Delta\Phi$, эта составляющая намного меньше составляющей $\Delta E'_{д2}$, связанной с изменением начальной скорости двигателя. Поэтому при $\omega_{нач} > \omega_{ном}$ влиянием $\Delta E''_{д2}$ на ток якоря можно пренебречь. Тогда при исключении в структурной схеме рис. 5.25 связи между ΔM_2 и $\Delta\Phi$ передаточная функция объекта регулирования ЭДС двигателя при постоянстве его скорости ($\Delta\omega = 0$) определится как

$$W_{о.р.э}(p) = \frac{\Delta E_{д2}(p)}{\Delta u_{РЭ}(p)} = \frac{kk_{\Phi}\omega_{нач}}{k_{о.т.в}[a_в T_{п.в} p(T_{п.в} p + 1) + 1]} \cong \frac{kk_{\Phi}\omega_{нач}}{k_{о.т.в}(a_в T_{п.в} p + 1)}.$$

Тогда с учетом обратной связи по ЭДС двигателя передаточная функция регулятора ЭДС

$$W_{РЭ}(p) = \frac{1}{T_{РЭ} p}.$$

Здесь $T_{РЭ}$ — постоянная времени интегрирования регулятора РЭ;

$$T_{РЭ} = a_э a_в k_{ДЭ}\, kk_{\Phi}\omega_{нач} T_{п.в}/k_{о.т.в},$$

где $a_э = 2 \ldots 4$ — соотношение постоянных времени КЭ при его настройке на модульный оптимум.

Таким образом, при подобной настройке и без учета влияния вихревых токов в магнитопроводе двигателя применяется интегрирующий регулятор РЭ. При этом передаточная функция замкнутого КЭ

$$W_{зам.э}(p) = \frac{\Delta E_{д2}(p)}{\Delta u_{з.э}(p)} = \frac{1}{k_{ДЭ}[a_э a_в T_{п.в} p(a_в T_{п.в} p + 1) + 1]}.$$

Поскольку из-за нелинейности характеристики намагничивания двигателя значение $k_\Phi\omega_{нач}$ при изменении магнитного потока меняется в пределах

$$k_{\Phi min}\,\omega_{max} \le k_\Phi\omega_{нач} \le k_{\Phi max}\omega_{min},$$

где $k_{\Phi min}\omega_{max}$ соответствуют минимальному, а $k_{\Phi max}\omega_{min}$ — максимальному значениям магнитного потока, то при выборе параметров регулятора РЭ принимают $k_\Phi\omega_{нач} = k_{\Phi max}\omega_{min}$. Тогда условие устойчивости замкнутого контура регулирования ЭДС будет сохраняться и при уменьшении $k_\Phi\omega_{нач}$.

Для обеспечения устойчивости замкнутого КС во всем диапазоне изменения $k\Phi_{нач}$ параметры регулятора РС определяют при максимальном значении $k\Phi_{нач} = k\Phi_{ном}$.

Статические электромеханическая и механическая характеристики электропривода с двухзонным регулированием скорости могут быть определены по структурной схеме рис. 5.25 при $p = 0$. Для ПИ-регулятора тока и И-регулятора ЭДС двигателя электромеханические и механические характеристики электропривода при П и ПИ-регуляторах скорости приведены на рис. 5.27. При $I_я < I_{я max}$ ПИ-регулятор скорости обеспечивает астатизм регулирования скорости от нуля до ω_{max} (линии *1*). При П-регуляторе скорости электромеханическая и механическая характеристики электропривода имеют конечное значение жесткости (линии *5*). При $I_я = I_{я max}$, значение которого задается уровнем ограничения выходного напряжения БО, система обеспечивает за счет ПИ-регулятора тока якоря его постоянство во всем диапазоне изменения скорости. Максимальный же момент двигателя $M_{max} = k\Phi_{ном}I_{я max}$ сохраняется постоянным лишь при $\omega < \omega_{ном}$, а затем снижается

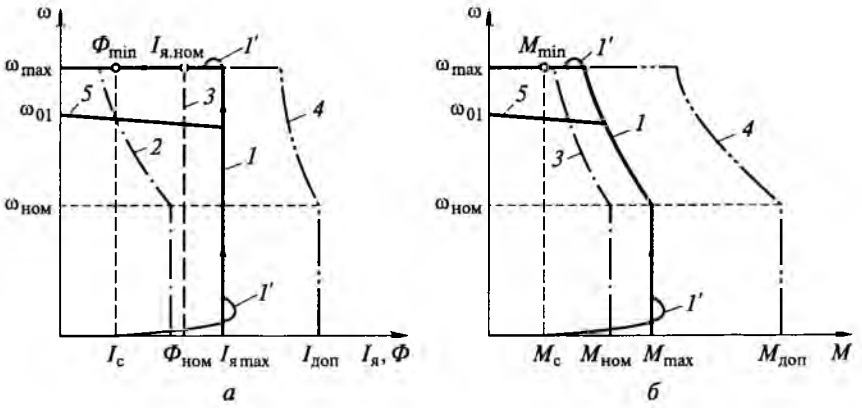


Рис. 5.27. Электромеханическая (*а*) и механическая (*б*) характеристики электропривода и фазовые траектории $\omega(I)$, $\omega(M)$ при пуске двигателя при $I_{я max} = \text{const}$

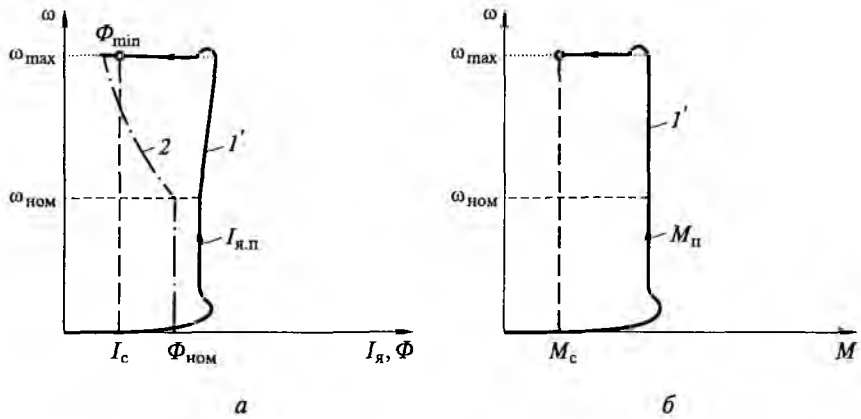


Рис. 5.28. Фазовые траектории $\omega(I)$ (*а*) и $\omega(M)$ (*б*) с линейно нарастающим заданием скорости

до M_{min} пропорционально уменьшению магнитного потока двигателя с номинального $\Phi_{ном}$ до Φ_{min} (линия *2*). Длительно допустимому по нагреву двигателя режиму работы электропривода при $I_я = I_{я.ном}$ соответствуют линии *3*, а кратковременным допустимым перегрузкам по току ($I_{я.доп}$) и моменту ($M_{доп}$) двигателя — линии *4*.

Фазовые траектории $\omega(I_я)$ и $\omega(M)$ при пуске двигателя с постоянной статической нагрузкой ($M_с = \text{const}$) в режиме поддержания постоянства тока якоря на уровне $I_{я max} < I_{доп}$ (в режиме ограничения выходного напряжения БО) отличаются от статических характеристик лишь в начале и по окончании пускового режима (линии *1′* на рис. 5.27). При этом до момента достижения номинальной скорости двигатель разгоняется с постоянным ускорением, определяемым динамическим моментом $M_{дин} = M_{max} - M_с$, а при $\omega > \omega_{ном}$ за счет уменьшения $M_{дин}$ темп разгона двигателя снижается. После достижения заданного значения скорости разгон двигателя прекращается и ток двигателя устанавливается равным $I_с = M_с/(k\Phi_{min})$.

Если пуск двигателя осуществляется от задающего устройства с линейно нарастающим напряжением задания скорости и при этом пусковой ток якоря $I_{я.п}$ не превышает $I_{я max}$, то при $M_с = \text{const}$ момент двигателя во время разгона остается практически постоянным и равным $M_п = M_с + M_{дин}$ во всем диапазоне регулирования скорости (линия *1′* на рис. 5.28, *б*). В начале и по окончании переходного процесса возможны лишь перерегулирования момента в соответствии с динамическим перерегулированием тока якоря. Постоянство пускового тока сохраняется только до номинальной скорости, после чего по мере снижения потока (линия *2*) ток якоря возрастает до $I_{я.п\ max} = M_п/(k\Phi_{min})$ (линия *1′* на рис. 5.28, *а*).

5.4. Адаптивное управление в электроприводах

Рассмотренные способы управления с модальным и подчиненным регулированием координат электропривода распространяются на линейные объекты управления с заранее известными и неизменными параметрами. При изменении параметров нарушаются условия оптимизации, заложенные при синтезе соответствующих регуляторов, и динамические показатели электропривода ухудшаются. Особенно чувствителен к изменениям параметров способ подчиненного регулирования, который основывается на принципе компенсации больших постоянных времени. Для сохранения показателей качества электропривода в условиях изменяемости его параметров возникает задача адаптации, т.е. приспосабливаемости к данным условиям. Эта задача решается автоматическим путем — изменением параметров регуляторов, а также формированием дополнительных воздействий к действиям регуляторов [4].

Можно выделить два типа непостоянства параметров:

параметр электропривода в исследуемом режиме остается неизменным или изменяется незначительно, но неизвестно его исходное значение;

параметр электропривода в исследуемом режиме существенно изменяется относительно его известного или неизвестного исходного значения.

К изменяемым параметрам электропривода могут быть отнесены:

момент инерции из-за изменения массы груза в подъемно-транспортных установках, взаимосвязи механических координат в многокоординатных манипуляторах и роботах;

индуктивность в цепях возбуждения с насыщением магнитной системы;

коэффициент усиления в управляемых преобразователях из-за изменения энергетического уровня источника питания;

активное сопротивление в силовых цепях из-за изменения температурного режима.

Кроме отмеченных изменяемых параметров на показатели качества электропривода может оказывать влияние и изменяемое возмущающее воздействие, к которому может быть отнесен труднодоступный измерению момент нагрузки.

В теории автоматического управления наиболее детально разработаны беспоисковые адаптивные системы управления (БАС) применительно к различным стационарным и квазистационарным объектам управления [15], в том числе и к электромеханическим системам [2, 4]. В данном типе БАС выделяются два класса:

БАС с эталонной моделью в виде динамического звена с желаемой динамикой (АСЭМ) (рис. 5.29, *а*);

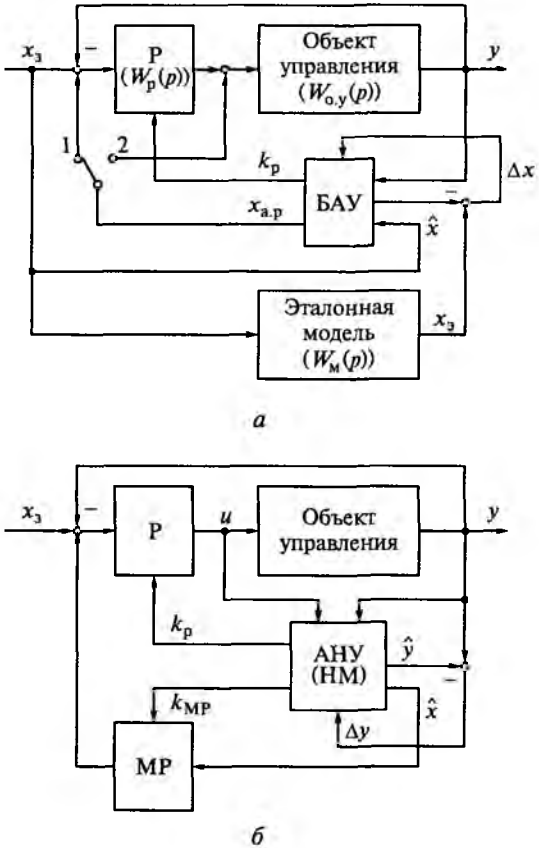


Рис. 5.29. Беспоисковые адаптивные системы управления с эталонной моделью (*а*) и наблюдающим устройством (*б*)

БАС с настраиваемой моделью (НМ) в виде адаптивного наблюдающего устройства (АСНМ) (рис. 5.29, *б*).

Для класса АСЭМ параметры регулятора Р объекта управления подстраиваются под желаемый динамический процесс, задаваемый эталонной моделью. Корректировка параметров Р, т. е. параметрическая адаптация, осуществляется блоком адаптивного управления БАУ. В составе БАУ имеется наблюдающее устройство, которое оценивает недоступные измерению переменные, и формирователь выходного корректирующего воздействия по отклонениям переменных состояния объекта управления от переменных состояния эталонной модели $x_э$, т. е. по разностям $x - \hat{x}$. Выходное воздействие БАУ представляется в виде сомножителя $k_р$, изменяющего параметр регулятора Р, или суммирующего сигнала $x_{а.р}$, поступающего на вход (позиция 1 переключателя на рис. 5.29, *а*) или на выход (позиция 2) регулятора Р. При сигналь-

ной адаптации блок БАУ представляет функционально адаптивный модальный регулятор.

В простейшем случае сигнальной адаптации без корректировки Р может быть использован скользящий режим управления, когда БАУ представляет собой усилитель с входным сигналом $\Delta x = x_э - x$ и с коэффициентом $k \to \infty$. Тогда при подключении усилителя на вход объекта управления (позиция 2 переключателя на рис. 5.29, *а*) передаточная функция замкнутой системы получает вид

$$W(p) = \frac{x(p)}{x_з(p)} = \frac{(W_р(p) + kW_м(p))W_{о.у}(p)}{1 + W_р(p)W_{о.у}(p) + kW_{о.у}(p)} = \\ = \frac{\frac{1}{k}W_р(p)W_{о.у}(p) + W_м(p)W_{о.у}(p)}{\frac{1}{k}(1 + W_р(p)W_{о.у}(p)) + W_{о.у}(p)} = \xrightarrow[k\to\infty]{} W_м(p), \tag{5.81}$$

т.е. независимо от изменения параметров объекта управления передаточная функция всей замкнутой системы $W(p)$ оказывается равной передаточной функции эталонной модели $W_м(p)$, выбранной по условию желаемой динамики. При этом система будет устойчивой при сколь угодно большом коэффициенте усиления, если удовлетворяет условию устойчивости при $\alpha = 1/k \to 0$ характеристическое уравнение системы

$$\alpha\left[D_р(p)D_м(p)D_{о.у}(p) + k_{о.у}A_р(p)D_м(p)\right] + k_{о.у}D_р(p)D_м(p) = \\ = \alpha(b_0p^n + b_1p^{n-1} + \ldots + b_n) + (a_0p^m + a_1p^{m-1} + \ldots + a_m) \tag{5.82}$$

в предположении, что передаточные функции регулятора, эталонной модели и объекта управления соответственно равны:

$$W_р(p) = \frac{A_р(p)}{D_р(p)};\ W_м(p) = \frac{k_м}{D_м(p)};\ W_{о.у}(p) = \frac{k_{о.у}}{D_{о.у}(p)}.$$

Условие устойчивости выполняется, если:

вырожденное уравнение $k_{о.у}D_р(p)D_м(p) = 0$, полученное из уравнения (5.82) при $\alpha = 0$, не имеет корней справа от мнимой оси [11];

$n - m \le 2$ и при $n - m = 2$

$$b_1/b_0 > a_1/a_0. \tag{5.83}$$

Рассмотренная система адаптивного управления характеризуется простейшим алгоритмом сигнальной адаптации типа

$$x_{а.с} = h\,\mathrm{sign}\,(x_м - x), \tag{5.84}$$

который можно реализовать на операционном усилителе. Однако к объекту управления предъявляются повышенные требования в отношении его линейности, разрядности характеристического полинома, диапазона допустимых изменений параметров. При значительных изменениях параметров нарушается скользящий

режим и система может потерять устойчивость динамического процесса.

Для двухконтурного электропривода с двумя изменяемыми параметрами — сопротивлением силовой цепи и моментом инерции электропривода J — сигнальная адаптация поддерживает оптимальный процесс управления с эталонной моделью второго порядка, настроенной, например, на модульный оптимум. Передаточный коэффициент $k_{к.т}$ и постоянная времени $T_т$ контура тока изменяются незначительно из-за изменений сопротивления силовой цепи. Параметр J может изменяться весьма существенно в электроприводах некоторых подъемно-транспортных установок, роботов. Приведенной на рис. 5.30 структурной схеме АСЭМ для двухконтурного электропривода соответствуют передаточные функции для регулятора, эталонной модели и объекта управления:

$$W_р(p) = k_р;\ W_м(p) = \frac{k_м}{2T_{э.м}(T_{э.м}p+1)+1};\ W_{о.у}(p) = \frac{k_{к.т}\,k_{о.с}/k_д}{Jp(T_т p+1)}.$$

Здесь $T_{э.м}$ — постоянная времени эталонной модели, равная расчетному значению оптимальной постоянной времени контура тока

$$k_м = 1/k_{о.с},$$

где $k_{о.с}$ — коэффициент обратной связи по скорости.

Полученные согласно уравнению (5.82) и условиям устойчивого скользящего режима выражения $b_1/b_0 = 2/T_т$ и $a_1/a_0 = 1/T_т$ свидетельствуют о возможности реализовать для данного электропривода адаптивную систему управления с эталонной моделью.

Система класса АСЭМ, как отмечено выше, является в общем случае сложной системой. Несколько проще оказывается система класса АСНМ, в которой функцию настраиваемой модели (НМ) выполняет адаптивное наблюдающее устройство (АНУ)

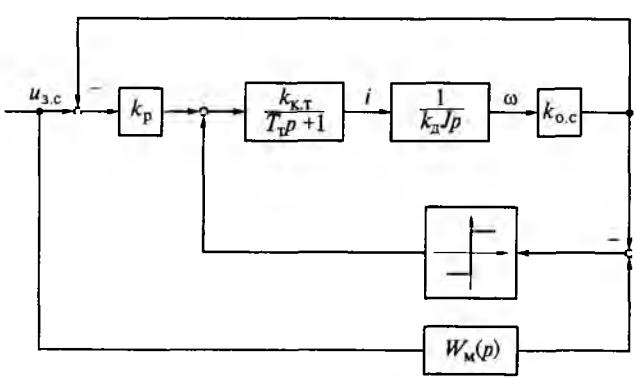


Рис. 5.30. Структурная схема АСЭМ

(см. рис. 5.29, *б*). Для рассматриваемой адаптивной системы объект управления принимается с передаточной функцией

$$W_{\text{о.у}}(p) = \frac{y(p)}{U(p)} = \frac{B_0 p^m + B_1 p^{m-1} + \ldots + B_m}{p^n + D_1 p^{n-1} + \ldots + D_n}, \qquad (5.85)$$

где $m < n$, а параметры B_i и D_i — неизменные или незначительно изменяемые во времени с неизвестными значениями. Первая задача АНУ — оценить параметры B_i, D_i и вектор состояния объекта управления $X(t) = [x_1\ x_2\ \ldots\ x_n]^T$, где x_1 — доступная измерению выходная координата; при этом $y = [10 \ldots 0]x_1$.

Исходную передаточную функцию (5.85) приводят к форме простых дробей, поделив числитель и знаменатель на полином $(n-1)$-й степени $(p+\lambda_2)(p+\lambda_3)\cdot\ldots\cdot(p+\lambda_n)$ с действительными отрицательными корнями $\lambda_2, \lambda_3, \ldots, \lambda_n$:

$$\frac{y(p)}{U(p)} = \frac{b_1 + b_2 \dfrac{1}{p+\lambda_2} + \ldots + b_n \dfrac{1}{p+\lambda_n}}{(p-d_1) - d_2 \dfrac{1}{p+\lambda_2} - \ldots - d_n \dfrac{1}{p+\lambda_n}}. \qquad (5.86)$$

В выражении (5.86) принято максимальное значение степени полинома числителя $m = n-1$. Коэффициенты b_i и d_i являются функциями соответственно B_i, λ_i и D_i, λ_i. Если знаменатель (5.86) дополнить разностью $\lambda_1 - \lambda_1$, то выходная координата объекта управления будет определяться выражением

$$y = \frac{1}{p+\lambda_1}\left[\left(b_1 + b_2 \frac{1}{p+\lambda_2} + \ldots + b_n \frac{1}{p+\lambda_n}\right)U + \right.$$
$$\left. + \left(d_1' + d_2 \frac{1}{p+\lambda_2} + \ldots + d_n \frac{1}{p+\lambda_n}\right)y\right], \qquad (5.87)$$

где $d_1' = d_1 + \lambda_1$.

Принцип самонастройки АНУ состоит в том, что значения параметров объекта восстанавливаются интегрированием их производных, оцениваемых через произведения соответствующих оценок переменных состояния и рассогласования $\Delta y = y - \hat{y}$ между доступной измерению переменной y и ее оценкой $\hat{y}$ [10]:

$$\begin{aligned} \hat{d}_1 &= \alpha_1 y \Delta y; \quad & \hat{b}_1 &= \beta_1 U \Delta y; \\ \hat{d}_i &= \alpha_i \hat{z}_i \Delta y; \quad & \hat{b}_i &= \beta_i \widehat{W}_i \Delta y, \end{aligned} \qquad (5.88)$$

где α_i, β_i — выбираемые положительные числа; $\hat{z}_i = \dfrac{y}{p+\lambda_i}$; $\widehat{W}_i = \dfrac{U}{p+\lambda_i}$; $i = 2, \ldots, n$.

Оценка выходной переменной определяется согласно выражениям (5.87) и (5.88):

$$\hat{y} = \frac{1}{p+\lambda_1}\left[\hat{b}_1 U + \hat{b}_2 W_2 + \ldots + \hat{b}_n W_n + d_1' y + d_2 \hat{z}_2 + \ldots + \hat{d}_n z_n'\right]. \quad (5.89)$$

Выбранные значения параметров α_i, β_i, λ_i определяют быстродействие и динамическую точность оценок параметров объекта управления. После переходного процесса наблюдающего устройства оценки $\hat{d}_i$ и $\hat{b}_i$ становятся равными параметрам d_i и b_i, а переменные состояния АНУ $\hat{z}_2$, ..., $\hat{z}_n$ и сигналы $\hat{W}_2$, ..., $\hat{W}_n$ могут использоваться для оценки переменных состояния объекта управления в принятой форме его описания (5.86):

$$\hat{x}_2 = \hat{d}_2 \hat{z}_2 + \hat{b}_2 \hat{W}_2, \ \ldots, \ \hat{x}_n = \hat{d}_n \hat{z}_n + \hat{b}_n \hat{W}_n. \quad (5.90)$$

Вторая задача АНУ — сформировать воздействия, корректирующие параметры имеющегося регулятора (параметрическая адаптация) или создающие необходимые параметры для вводимой параллельной коррекции (регулятор МР на рис. 5.29, *б*) (сигнальная адаптация). Оба вида адаптации обеспечивают автоматически путем самонастройки АНУ заложенный оптимальный процесс движения объекта при разных значениях его параметров.

Рассмотрим задачу адаптивного управления на основе АСНМ для электропривода постоянного тока с двумя изменяемыми параметрами — активным сопротивлением якорной цепи R и моментом инерции J (рис. 5.31). Управляемый преобразователь с коэффициентом усиления $k_п$ принят безынерционным. Входная ве-

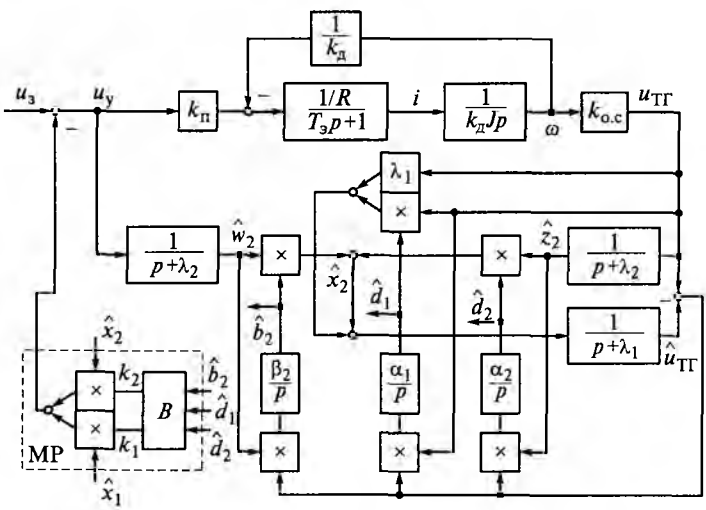


Рис. 5.31. Структурная схема АСНМ

личина объекта управления $u = u_у$ — напряжение управления преобразователя, выходная величина $y = k_{ТГ}\omega = u_{ТГ}$ — напряжение тахогенератора.

Передаточная функция электропривода относительно принятых переменных:

$$\frac{y}{U} = \frac{u_{ТГ}}{u_у} = \frac{k_п k_д k_{ТГ}}{T_э T_м p^2 + T_м p + 1} = \frac{B_0}{p^2 + D_1 p + D_2}, \qquad (5.91)$$

где $B_0 = \dfrac{k_п k_д k_{ТГ}}{T_э T_м} = \dfrac{k_п k_{ТГ}}{k_д L_э J}$; $D_1 = \dfrac{1}{T_э} = \dfrac{R}{L_э}$; $D_2 = \dfrac{1}{T_э T_м} = \dfrac{1}{k_д^2 L_э J}$.

После деления числителя и знаменателя выражения (5.91) на $p + \lambda_2$ и добавления в знаменатель $\lambda_1 - \lambda_1$ передаточная функция приобретает вид:

$$\frac{u_{ТГ}}{u_у} = \frac{\dfrac{b_2}{p+\lambda_2}}{p - d_1 - \dfrac{d_2}{p+\lambda_2}} = \frac{\dfrac{b_2}{p+\lambda_2}}{p + \lambda_1 - (d_1 - \lambda_1) - \dfrac{d_2}{p+\lambda_2}},$$

где $b_2 = B_0$; $d_1 = \lambda_2 - D_1$; $d_2 = \lambda_2(D_1 - \lambda_2) - D_2$.

Уравнения для производных восстанавливаемых параметров $\hat{d}_1$, $\hat{d}_2$, $\hat{b}_2$ согласно (5.88):

$$\dot{\hat{d}}_1 = \alpha_1 u_{ТГ} \Delta u; \quad \dot{\hat{d}}_2 = \alpha_2 \hat{z}_2 \Delta u; \quad \dot{\hat{b}}_2 = \beta_2 \hat{W}_2 \Delta u,$$

где $\Delta u = u_{ТГ} - \hat{u}_{ТГ}$; $\hat{z}_2 = \dfrac{u_{ТГ}}{p+\lambda_2}$; $\hat{W}_2 = \dfrac{u_у}{p+\lambda_2}$.

Оценка выходной переменной согласно (5.89):

$$\hat{u}_{ТГ} = \frac{1}{p+\lambda_1}\left[\hat{b}_2 \hat{W}_2 + (\hat{d}_1 + \lambda_1) u_{ТГ} + \hat{d}_2 \hat{z}_2\right].$$

По оцененным параметрам $\hat{d}_1$, $\hat{d}_2$, $\hat{b}_2$ определяются переменные состояния электропривода: выходная переменная $x_1 = u_{ТГ}$, доступная измерению, и переменная $\hat{x}_2 = \hat{b}_2 \hat{W}_2 + \hat{d}_2 \hat{z}_2$, недоступная измерению.

По восстановленным значениям параметров электропривода может быть сформирован модальный регулятор (МР), замыкающий электропривод по вектору состояния, с напряжением управления

$$u_{МР} = (k_1 + k_2 p) u_{ТГ}.$$

Характеристический полином замкнутого электропривода определяется на основании его передаточной функции с параметрами b_2, d_1, d_2:

$$D(p) = p^2 + (\lambda_2 - d_1 + b_2 k_2) p + b_2 k_1 - d_1 \lambda_2 - d_2.$$

Принимая для оптимальной настройки МР, например, граничный апериодический процесс замкнутого контура, получаем желаемый характеристический полином

$$D_{\text{жел}}(p) = (p + \omega_6)^2 = p^2 + 2\omega_6 + \omega_6^2.$$

При этом базовая частота $\omega_6 = \dfrac{\tau_{\text{п.п}}}{t_{\text{п.п.жел}}}$, относительное время переходного процесса $\tau_{\text{п.п}} = 4{,}8$, перерегулирование $\sigma = 0\,\%$.

Из условия $D(p) = D_{\text{жел}}(p)$ определяются значения параметров МР:

$$k_1 = (\omega_6^2 + \hat{d}_1\lambda_2 + \hat{d}_2)/\hat{b}_2; \quad k_2 = (2\omega_6 + \hat{d}_1 - \lambda_2)/\hat{b}_2.$$

Значение ω_6 находится по желаемому быстродействию $t_{\text{п.п.жел}}$, ограниченному перегрузочной способностью двигателя. Для реализации МР требуется вычислитель коэффициентов k_1 и k_2 и умножитель их на переменные x_1 и x_2. Современная быстродействующая микропроцессорная техника позволяет реализовать данную адаптивную систему управления, структурная схема которой приведена на рис. 5.31. Полученный самонастраивающийся модальный регулятор обеспечит в пределах перегрузочной способности двигателя заданный оптимальный динамический режим электропривода при определенном диапазоне возможных изменений двух параметров — активного сопротивления якорной цепи R и момента инерции J.

Для двухконтурного электропривода, выполненного по схеме подчиненного регулирования, изменения параметров R и J нарушат оптимальную настройку как регулятора тока с передаточной функцией

$$W_{\text{РТ}}(p) = \frac{L_{\text{э}}}{k_{\text{п}}k_{\text{о.т}}2T_{\mu}} + \frac{R}{k_{\text{п}}k_{\text{о.т}}2T_{\mu}p},$$

так и пропорционального регулятора скорости с передаточной функцией

$$W_{\text{РС}}(p) = k_{\text{РС}} = \frac{k_{\text{о.т}}k_{\text{д}}}{k_{\text{ТГ}}}\frac{J}{4T_{\mu}}.$$

Сформировав с помощью АНУ параметры R и J, можно их ввести в регуляторы соответственно тока и скорости.

Адаптивное наблюдающее устройство позволяет при отмеченных выше условиях достаточно точно восстановить изменяемые параметры и переменные состояния объекта управления, а также на их основе сформулировать аналитическим способом алгоритм оптимального адаптивного управления. Однако даже для простого электропривода с характеристическим полиномом второго порядка и двумя изменяемыми параметрами адаптивная система

управления оказывается весьма сложной, что наглядно видно из приведенной на рис. 5.31 схемы. Наличие нелинейностей в электроприводе в сочетании с колебательными звеньями затрудняет формирование аналитическим способом адаптивного алгоритма управления. В этом случае приближенную адаптацию можно построить не на аналитической, а на логической основе с помощью адаптивного фаззи-наблюдателя (АФН).

Рассмотрим вариант электропривода с одним изменяемым параметром — моментом инерции $J = J_0 + \Delta J$, где $\Delta J = \text{var}$. Если создан наблюдатель для подвижной части электропривода без учета изменений J, то производная ошибки наблюдателя оценивается величиной

$$\Delta\dot{\omega}_{\text{у}} = \hat{\dot{\omega}} - \dot{\omega} = \frac{\Delta J}{J_0 + \Delta J}\frac{M}{J_0}.$$

При $\Delta J = 0$ ошибка наблюдателя и ее производная равны нулю, а при $\Delta J \to \infty$ и $M = \text{const}$ $\Delta\dot{\omega}_{\text{у}} \to M/J_0$. Если $J = \text{const}$ и присутствует изменяемый момент нагрузки $M_{\text{наг}}$, то производная ошибки наблюдателя оценивается величиной

$$\Delta\dot{\omega}_{\text{м}} = \frac{M_{\text{наг}}}{J_0}.$$

При $M_{\text{наг}} = 0$ $\Delta\dot{\omega} = 0$, а при нарастании $M_{\text{наг}}$ растет и $\Delta\dot{\omega}_{\text{м}}$. Из сопоставления величин $\Delta\dot{\omega}_{\text{у}}$ и $\Delta\dot{\omega}_{\text{м}}$ следует схожесть на качественном уровне влияния изменения параметров J и $M_{\text{наг}}$ в некотором диапазоне на различие в скоростях электропривода и наблюдателя его силовой части. Количественно величины $\Delta\dot{\omega}_{\text{у}}$ и $\Delta\dot{\omega}_{\text{м}}$ отличаются только из-за различного характера их зависимости от изменяемого параметра — для $\Delta\dot{\omega}_{\text{у}}$ данная зависимость нелинейна, а для $\Delta\dot{\omega}_{\text{м}}$ — линейна. Это позволяет для электропривода с изменяемым моментом инерции использовать приближенную сигнальную адаптацию на основе адаптивного фаззи-наблюдателя (АФН) (рис. 5.32). Фаззи-регулятор ФР формирует дополнительный управляющий сигнал $u_{\text{м}}$, подаваемый на вход контура момента и оказывающий компенсирующее действие на изменение момента инерции.

Алгоритм ФР составляется на логической основе как функция $u_{\text{м}}$ двух входных переменных $\Delta\omega$ и $\Delta\dot{\omega}$, например, с пятью уровнями (*NB*, *NS*, *Z*, *PS*, *PB*) и представляется в виде таблицы (см. гл. 4). Таблица отражает свод соответствующих данной зависимости правил:

$$\text{ЕСЛИ } \Delta\omega = PB \text{ И } \Delta\dot{\omega} = PS, \text{ ТО } u_{\text{м}} = PB;$$

$$\text{ЕСЛИ } \Delta\omega = PS \text{ И } \Delta\dot{\omega} = NB, \text{ ТО } u_{\text{м}} = Z$$

и т.д.

Необходимую для оптимизации динамического режима электропривода нелинейность алгоритма ФР получают подбором зна-

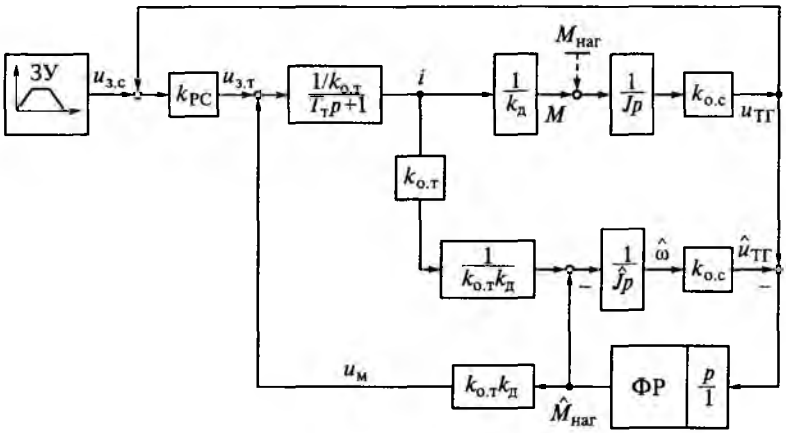


Рис. 5.32. Структурная схема АСЭМ с фаззи-регулятором

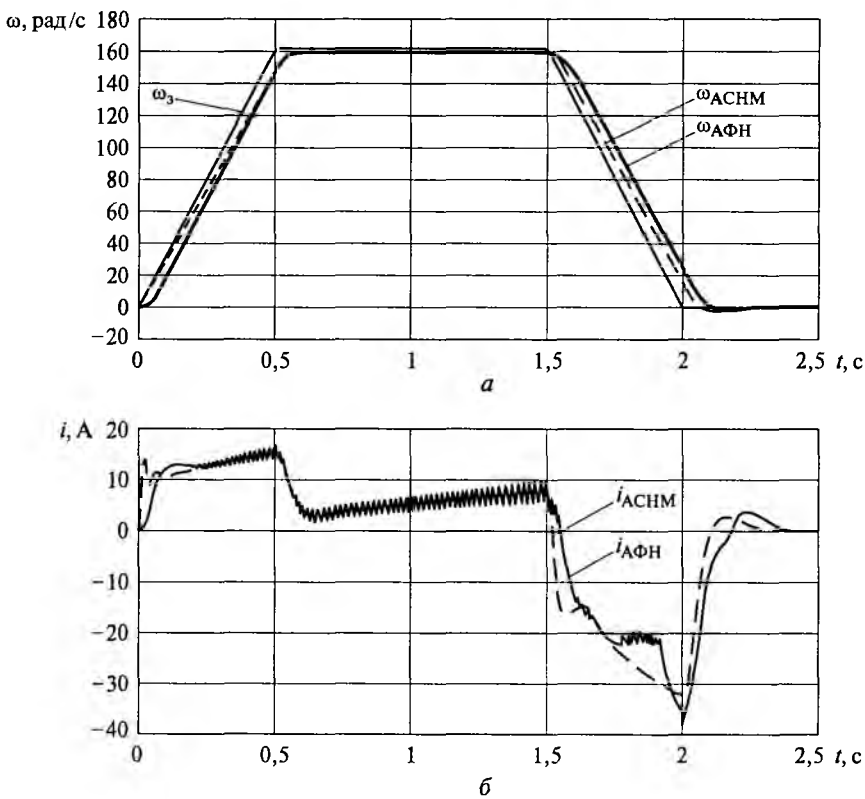


Рис. 5.33. Диаграммы изменения скорости (*а*) и тока (*б*) при позиционировании электропривода

чений центров функций принадлежности входных и выходной переменных ФР.

На рис. 5.33 приведен результат моделирования отработки заданной тахограммы позиционирования электроприводом с параметрами из примера синтеза регуляторов тока и скорости (см. подразд. 5.3.2). Момент инерции электропривода в этом режиме увеличивался в 3 раза. Вариант 1 системы адаптивного управления — АСНМ согласно схеме рис. 5.31 с аналитическим алгоритмом управления — рассчитан по приведенному выше математическому описанию (кривые $\omega_{АСНМ}$, $i_{АСНМ}$); вариант 2 — АСНМ с адаптивным фаззи-наблюдателем согласно схеме рис. 5.32 с логическим алгоритмом управления, составленным без помощи математического описания (кривые $\omega_{АФН}$, $i_{АФН}$). Сопоставление графиков показывает, что вариант 2, уступая незначительно по качеству отработки заданной тахограммы (кривая $\omega_з$), оказывается более простым по структуре адаптивного управления и по алгоритму управления. Данный пример свидетельствует, что в задачах адаптивного управления электропривода сопоставимы и конкурентоспособны системы, построенные как на аналитической основе, так и на приближенной логической основе, т. е. на основе фаззи-логики.

Контрольные вопросы

1. В каком из двух случаев: 1) $M_{с1} = 0$, $M_{с2} = M_{наг}$; 2) $M_{с1} = M_{с2} = \frac{1}{2} M_{наг}$ — жесткость механической характеристики будет больше для электропривода, замкнутого по вектору состояния $X(t) = [e_1 \ \omega_1 \ M_{12} \ \omega_2]^T$?

2. Как изменится жесткость механической характеристики электропривода с упругим механическим звеном, замкнутого по вектору состояния $X(t) = \left[\frac{di}{dt} \ \ \frac{d\omega_1}{dt} \ \ \omega_1 \ \ \frac{d\omega_2}{dt} \ \ \omega_2\right]^T$, если уменьшить вдвое время переходного процесса изменением настройки модального регулятора?

3. Как отразится на наблюдателе двухмассовой подвижной части электропривода увеличение момента инерции рабочего органа J_2?

4. Как изменится электромеханическая характеристика электропривода с токовой отсечкой, если систему управления дополнить отрицательной связью по скорости с коэффициентом усиления $k_{ω.с} = 3$ при неизменном задающем напряжении?

5. Какой показатель замкнутого контура принимается для настройки на так называемый модульный, или технический, оптимум? Почему этот оптимум имеет такое название?

6. В чем отличие симметричного оптимума контура скорости от модульного оптимума?

7. Поясните назначение задающего устройства и блока ограничения выходного напряжения регулятора скорости. Как меняются статические и динамические характеристики электропривода при изменении характеристик указанных элементов схемы управления?

8. Какой системе управления — с модальным регулятором или с подчиненным регулированием — вы отдали бы предпочтение, чтобы получить заданное быстродействие и демпфирование скорости рабочего органа электропривода с упругим механическим звеном?

9. В схеме на рис. 5.16 с ПИ-регуляторами тока и скорости вдвое уменьшили коэффициент обратной связи по скорости. Как при этом изменятся статические характеристики электропривода? Как это повлияет на динамические свойства контуров тока и скорости?

10. В силовой цепи питания тиристорного преобразователя произошло уменьшение напряжения на 10 %. Как качественно изменятся статические и динамические характеристики контуров тока и скорости электропривода в схеме на рис. 5.16 с ПИ-регуляторами тока и скорости?

11. Какие достоинства и недостатки вы отметили бы в системе каскадного управления скоростью электропривода по принципу подчиненного регулирования координат?

12. Приведите примеры технологических установок, в которых целесообразно применение электропривода с двухзонным регулированием скорости.

13. Поясните назначение контуров регулирования тока возбуждения и ЭДС двигателя в системах двухзонного регулирования скорости.

14. Как магнитный поток двигателя влияет на его механические и электромагнитные постоянные времени?

15. Поясните назначение блоков ограничения задания тока возбуждения и выделения модуля ЭДС двигателя в схеме на рис. 5.23. Как они влияют на статические и динамические характеристики электропривода?

16. В схеме на рис. 5.23 с ПИ-регуляторами тока якоря и возбуждения, скорости и И-регулятором ЭДС двигателя вдвое уменьшили коэффициент обратной связи по скорости. Как при этом изменятся статические характеристики электропривода? Как это повлияет на динамические свойства контуров регулирования тока якоря, тока возбуждения, скорости и ЭДС двигателя?

17. При каких условиях работы электропривода возникает потребность в его адаптивном управлении?

18. Для какой задачи управления двухконтурного электропривода вы предложили бы систему с эталонной моделью с сигнальной адаптацией?

19. Какую систему адаптивного управления из рассмотренных в данной главе вы предложили бы использовать для электропривода с упругим механическим звеном и с изменяемыми моментом нагрузки и моментом инерции рабочего органа?

Глава 6

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

6.1. Управление синхронным двигателем в схеме вентильного двигателя

Синхронные двигатели большой мощности находят достаточно широкое применение в нерегулируемых электроприводах с длительным режимом работы благодаря своим хорошим энергетическим показателям и, в первую очередь, высокому коэффициенту мощности. Работая в двигательном режиме, данная электрическая машина может одновременно быть и генератором реактивной энергии, улучшая тем самым коэффициент мощности участка сети с асинхронной нагрузкой. Релейно-контакторная система управления синхронным двигателем, рассмотренная в гл. 2, позволяет осуществить автоматизацию процесса пуска, обеспечивает требуемые защитные функции. При необходимости регулирования скорости синхронного двигателя может быть применен, как и для асинхронных двигателей, управляемый преобразователь частоты.

Наряду с традиционным частотным управлением, когда двигатель получает питание от инвертора с независимым заданием частоты, находит весьма широкое применение управление, зависимое от вращения ротора, когда частота выходного напряжения (или тока) инвертора задается частотой вращения ротора с помощью датчика положения ротора. Синхронный двигатель с таким инвертором представляет собой обращенный двигатель постоянного тока, в котором неподвижный статор является якорем, а вращающийся ротор — источником магнитного поля. Двигатель при данной схеме включения называется *вентильным двигателем* (ВД). Синхронные двигатели малой мощности с сильными постоянными магнитами используются преимущественно в регулируемом электроприводе по схеме ВД. По сравнению с коллекторными двигателями постоянного тока они обладают лучшими динамическими, габаритными и стоимостными показателями.

6.1.1. Вентильный двигатель

Простота управления двигателем постоянного тока обусловливала до недавнего времени его преимущественное применение в регулируемом электроприводе. Слабым звеном в этом приводе является сам двигатель, дорогой в изготовлении из-за сложности

коллектора и потребности в дефицитном материале — меди, обладающий повышенной инерционностью и ограниченной перегрузочной способностью. Лучшие динамические и стоимостные показатели имеют асинхронные и синхронные двигатели, а также двигатели индукторного и вентильно-индукторного типов. Если этим двигателям с помощью управляемых полупроводниковых средств придать свойства бесколлекторного двигателя постоянного тока, то могут быть использованы простые структуры управления электропривода постоянного тока, обеспечивающие высокие регулировочные свойства и динамические показатели.

Рассмотрим один из вариантов бесколлекторного двигателя постоянного тока — вентильный двигатель, выполненный на основе трехфазной синхронной машины с постоянным магнитом (рис. 6.1). Обмотки статора получают питание от источника постоянного тока через мостовой коммутатор с шестью управляемыми полупроводниковыми ключами К1—К6. Нумерация ключей соответствует очередности их коммутации с угловым интервалом 60 электрических градусов (эл. град). Ключи управляются выходными сигналами $v_1 - v_6$ распределителя импульсов (РИ). Направление коммутации — прямое (правое) вращение (ПВ) или обратное (левое) вращение (ЛВ) — определяется выходными сигналами узла направления вращения (УНВ) в зависимости от знака входного управляющего воздействия u_y. За один цикл коммутатора вектор намагничивающей силы статора (НС), пропорциональной произведению тока I на число витков w фазы ($F = \sqrt{3}Iw$), делает

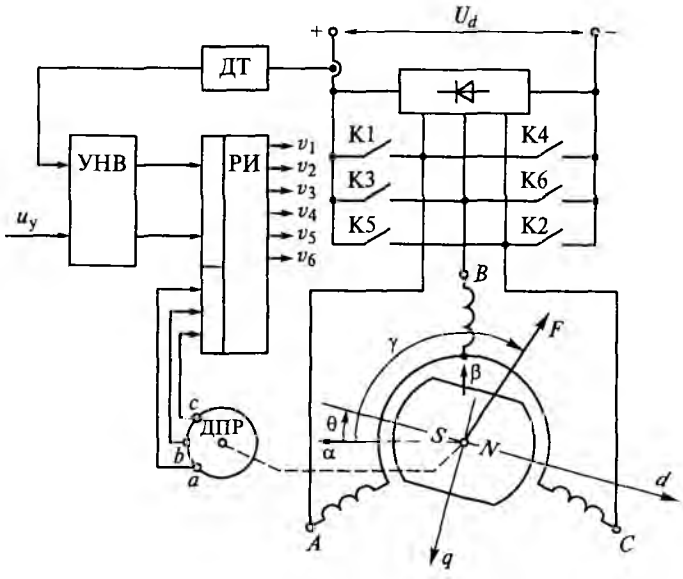


Рис. 6.1. Схема включения вентильного двигателя

один оборот на 360 эл. град. Диодный мост с обратной относительно напряжения питания полярностью создает контуры для спадания тока в обмотке при отключении соответствующего ей ключа. Если при отключенном датчике положения ротора (ДПР) подавать через РИ в функции времени с некоторой неизменной частотой f управляющие импульсы, то коммутатор будет работать как инвертор преобразователя частоты и двигатель будет вращаться с неизменной частотой вращения $2\pi f$. При этом будут наблюдаться пульсации скорости из-за дискретного характера вращения НС по сравнению с вариантом питания двигателя от трехфазной сети переменного тока. При низкой частоте двигатель входит в шаговый режим, когда пульсации скорости имеют паузы с нулевым значением.

При включенном ДПР коммутация фазовых обмоток синхронного двигателя при вращении ротора аналогична коммутации коллектором секций якоря двигателя постоянного тока. В ВД функцию коллектора выполняет коммутатор, а функцию щеток — ДПР. В отличие от двигателя постоянного тока в ВД якорь и коллектор (статор и коммутатор) неподвижны, а щетки (ДПР) и магниты, расположенные на роторе, вращаются. Мостовой трехфазный коммутатор осуществляет шесть коммутаций за один электрический оборот (360 эл. град.), т.е. аналогичен коллектору с шестью пластинами двигателя постоянного тока. Для получения максимального среднего момента ВД с шестью тактами в оборотном цикле требуется установить ДПР на роторе так, чтобы начальный угол рассогласования между НС статора и ротора (угол включения) $\varphi_{нач}$ на каждом такте равнялся бы $2\pi/3$, а конечный угол (угол отключения) $\varphi_{кон}$ — $\pi/3$, т.е. $\varphi_{нач} = (\gamma - \theta)_{нач} = 2\pi/3$; $\varphi_{кон} = (\gamma - \theta)_{кон} = \pi/3$.

При этом $\varphi_{ср} = \frac{1}{2}(\varphi_{нач} + \varphi_{кон}) = \pi/2$. Процесс коммутации ключей с изменением угла рассогласования от $2\pi/3$ до $\pi/3$ проиллюстрирован на рис. 6.2.

Такая установка ДПР соответствует расположению щеток у двигателя постоянного тока на геометрической нейтрали. Среднее значение момента при синусоидальной угловой характеристике неявнополюсного двигателя

$$M_{ср} = \frac{\pi}{3}\int_{2\pi/3}^{\pi/3} M_m \sin\varphi d\varphi = \frac{3}{\pi} M_m. \qquad (6.1)$$

Диаграмма работы коммутатора ВД на одном обороте ротора приведена на рис. 6.3.

К основным узлам системы управления ВД относятся: датчик положения ротора; распределитель импульсов; узел направления вращения; коммутатор, который работает как инвертор тока или инвертор напряжения в зависимости от источника питания.

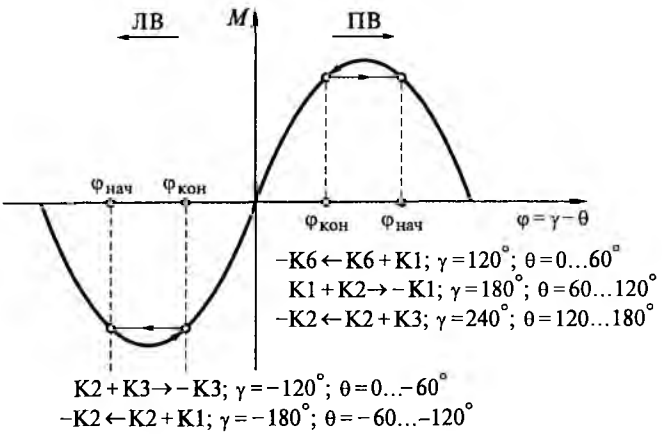


Рис. 6.2. Угловая характеристика вентильного двигателя в функции разности углов намагничивающей силы статора (γ) и положения ротора (θ)

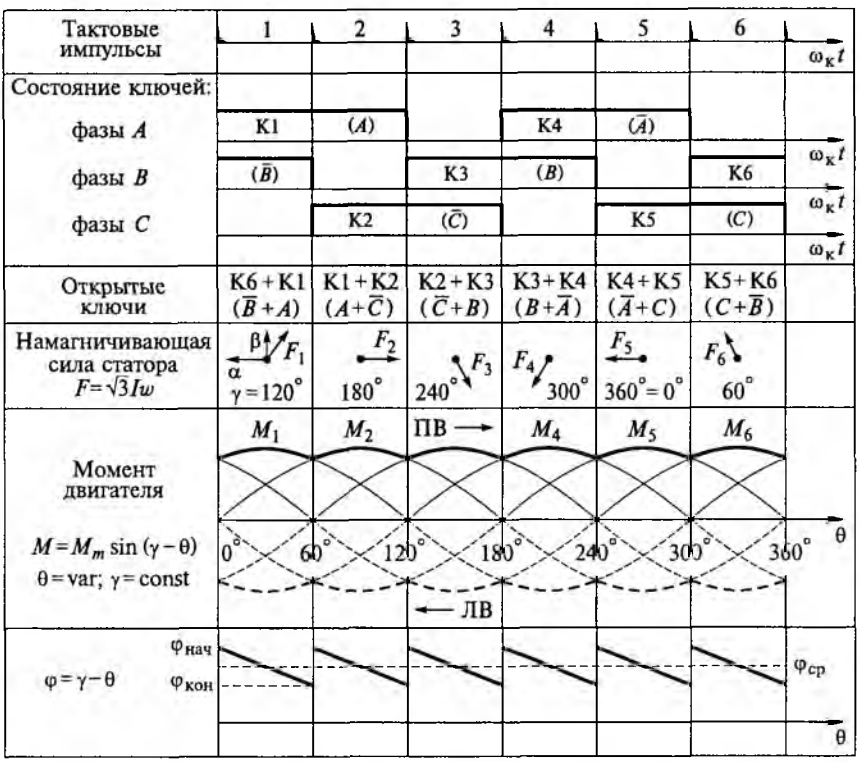


Рис. 6.3. Диаграмма работы коммутатора вентильного двигателя

Датчик положения ротора (ДПР) может быть оптическим, индукционным, электромагнитным. Рассмотрим вариант оптического ДПР (рис. 6.4). На неподвижном кольцевом статоре ДПР расположены друг против дуга попарно светодиоды и фотодиоды: $СД_A$—$ФД_A$, $СД_B$—$ФД_B$, $СД_C$—$ФД_C$. Пары смещены по окружности друг относительно друга на углы $120°/p_п$, где $p_п$ — число пар полюсов двигателя.

На рис. 6.4 изображен двухполюсный вариант ДПР. Статор ДПР сочленен со статором двигателя так, что расположение трех пар из свето- и фотодиодов соответствует расположению обмоток фаз *A*, *B*, *C* двигателя. Ротор ДПР — сплошной в целом непрозрачный диск, имеющий лишь прозрачную сегментную щель, которая занимает по окружности диска угол $180°/p_п$. Ротор ДПР сочленяется с ротором двигателя так, чтобы осевая полюсная линия диска составляла с осевой линией магнита ротора двигателя угол 120°.

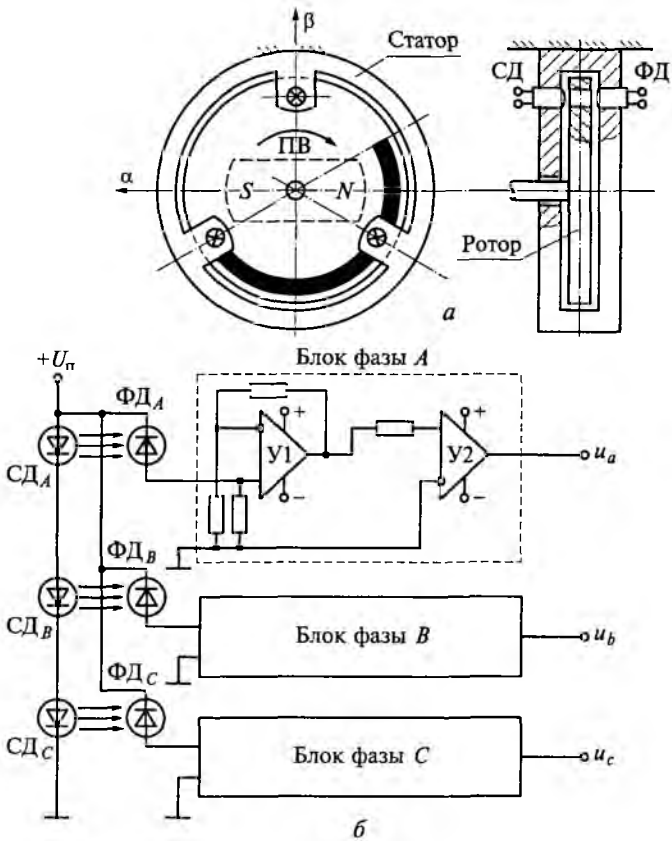


Рис. 6.4. Конструктивная (*а*) и электрическая (*б*) схемы оптического датчика положения ротора

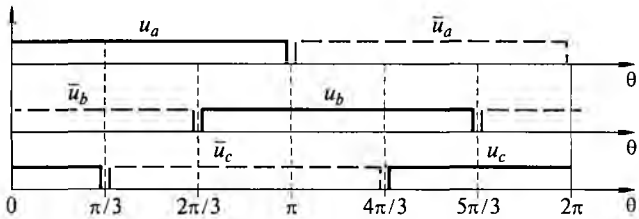


Рис. 6.5. Выходные сигналы датчика положения ротора

Тогда при θ = 0 для правого вращения активизируется $ФД_A$, $\varphi_{нач}$ = = 120°, $\varphi_{кон}$ = 60° и $M_{ср}$ максимален. Такая установка ротора ДПР соответствует расположению щеток у двигателя постоянного тока на геометрической нейтрали. При вращении ротора фотодиоды поочередно засвечиваются светодиодами и их усиленные и сформированные соответствующими блоками сигналы u_a, u_b, u_c выделяются на выходе ДПР (см. рис. 6.4, *б*). Усилитель У1 усиливает слабый сигнал фотодиода, а усилитель У2 формирует выходной сигнал прямоугольной формы. Сигналы u_a, u_b, u_c образуют трехфазную систему с угловой продолжительностью включения каждого сигнала — 180° на оборот ДПР (рис. 6.5).

Распределитель импульсов (РИ) вырабатывает управляющие импульсы и распределяет их по ключам коммутатора. На вход РИ поступают сигналы ДПР u_a, u_b, u_c, из которых логическим способом формируются открывающие сигналы (с продолжительностью включения 120°) для ключей

нечетной (анодной) группы

$$u_{к1} = u_a\bar{u}_b;\ \ u_{к3} = u_b\bar{u}_c;\ \ u_{к5} = u_c\bar{u}_a \tag{6.2}$$

и четной (катодной) группы

$$u_{к4} = u_a\bar{u}_b;\ \ u_{к6} = u_b\bar{u}_c;\ \ u_{к2} = u_c\bar{u}_a. \tag{6.3}$$

Из сигналов u_{ki} формируются два дополнительных сигнала: для запирания ключей нечетной группы —

$$\bar{u}_{к01} = u_{к1} + u_{к3} + u_{к5} \tag{6.4}$$

и четной группы —

$$\bar{u}_{к02} = u_{к2} + u_{к4} + u_{к6}. \tag{6.5}$$

Диаграмма сформированных распределителем импульсов управляющих сигналов для правого вращения приведена на рис. 6.6. Порядок следования импульсов, коммутирующих ключи, задается одним из двух сигналов — правого (*ПВ*) или левого (*ЛВ*) вращения, поступающих на вход РИ от УНВ. Для смены направления вращения двигателя требуется изменить направление вектора намагничивающей силы статора на 180°. Для этого в ранее включенной паре ключей нечетный ключ нужно отключить и включить

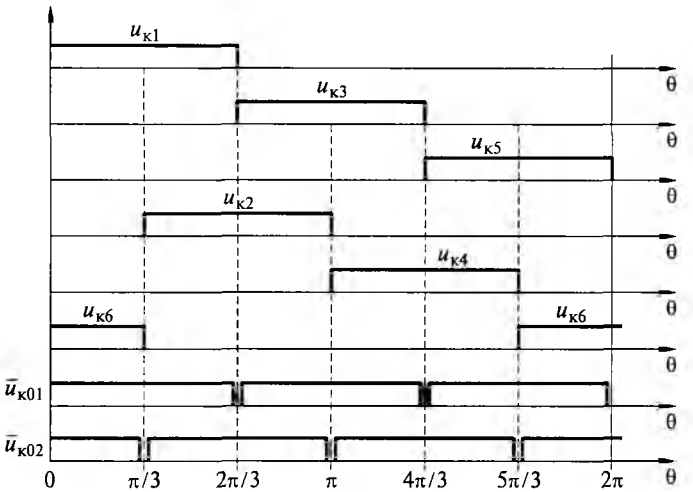


Рис. 6.6. Диаграмма сигналов распределителя импульсов

четный ключ той же фазы, а для другой фазы отключить четный ключ и включить нечетный. Эта операция осуществляется сменой сигналов направления вращения с *ПВ* на *ЛВ* или наоборот. Например, если при включенных ключах К3 и К4 сменить сигнал *ПВ* на *ЛВ*, то К3 и К4 отключатся, а К6 и К1 включатся и возникающий отрицательный момент при движении ротора станет его тормозить, но коммутация ключей будет прямая (К1 + К2, К2 + + К3) до тех пор, пока ротор не начнет движения в обратном направлении, при котором направление коммутации изменяется на обратное. Данный процесс можно проанализировать по диаграмме, приведенной на рис. 6.3.

Схема аппаратной реализации РИ на основе логических элементов представлена на рис. 6.7, *а*. Шесть выходных блоков коммутации (БК1, БК3, БК5 — для нечетной и БК2, БК4, БК6 — для четной групп ключей) выделяют сформированные и усиленные импульсы v_1, v_3, v_5 и v_2, v_4, v_6, непосредственно управляющие ключами с соответствующими номерами, а также создают сигналы $\bar{u}_{к01}$ и $\bar{u}_{к02}$, разрешающие работу нечетной и четной групп ключей. Алгоритм работы блоков БК для нечетной группы —

$$v_{n1} = u_{кп1}ПВ + u_{кп2}ЛВ \tag{6.6}$$

и для четной группы —

$$v_{n2} = u_{кп2}ПВ + u_{кп1}ЛВ, \tag{6.7}$$

где $n_1 = 1, 3, 5$; $n_2 = 4, 6, 2$.

Выходные сигналы v_{n1} и v_{n2} отличаются от $u_{кп1}$ и $u_{кп2}$ небольшим запаздыванием на включение и отключение, которое дается ап-

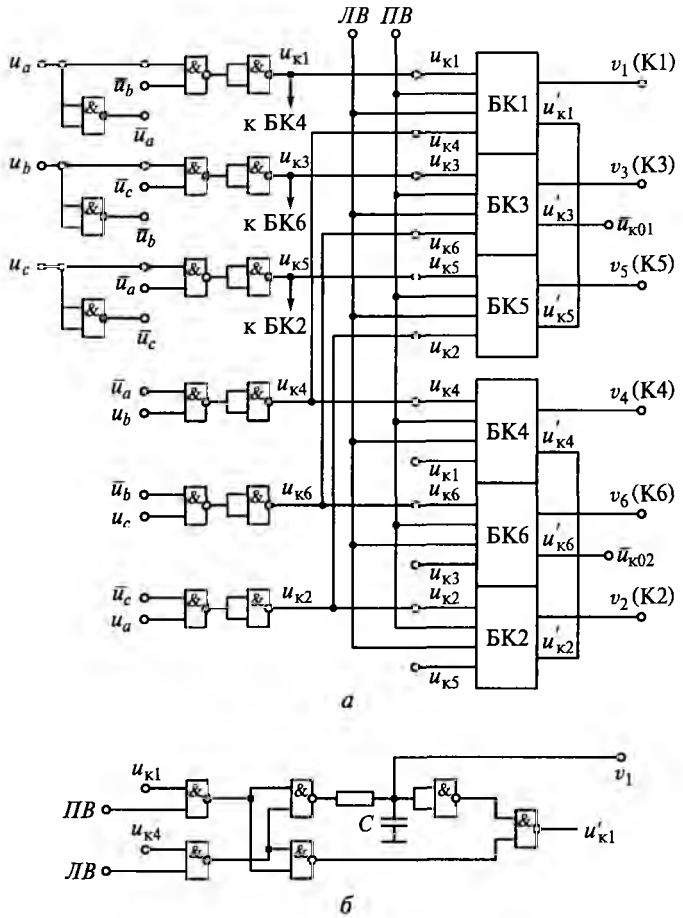


Рис. 6.7. Схемы распределителя импульсов (*а*) и блока коммутации (*б*)

паратуре на собственное время срабатывания до момента включения или отключения ключа коммутатора. Схема блока коммутации (для примера взят блок БК1) приведена на рис. 6.7, *б*. Конденсатор C создает необходимую задержку времени на включение v_1. Выходной сигнал $u'_{к1}$ равен единице в течение всего цикла РИ за исключением небольшого интервала задержки включения v_1 при $ПВ = 1$ или $ЛВ = 1$, когда $u'_{к1} = 0$. Как показано на рис. 6.7, *а*, монтажное И формирует сигналы

$$\overline{u}_{к01} = u'_{к1}u'_{к3}u'_{к5}, \tag{6.8}$$

$$\overline{u}_{к02} = u'_{к2}u'_{к4}u'_{к6}. \tag{6.9}$$

Узел направления вращения (УНВ) формирует сигналы для РИ, определяющие чередование фаз на статоре для правого и левого

вращения ротора двигателя. При измерении датчиком модуля выходного тока коммутатора УНВ может выполнять дополнительную функцию формирования сигнала тока со знаком. Выходной сигнал УНВ формируется в зависимости от знака выходного напряжения управления u_y.

Алгоритм работы УНВ:

$$ПВ = ПВ_з I_{ПВ}; \tag{6.10}$$

$$ЛВ = ЛВ_з I_{ЛВ}, \tag{6.11}$$

где $ПВ_з = \operatorname{sign} u_y$ — сигнал задания правого вращения; $ЛВ_з = \operatorname{sign} u_y$ — сигнал задания левого вращения; $I_{ПВ}$ и $I_{ЛВ}$ — сигналы наличия тока, или разрешения на ток, соответственно правого и левого вращения.

При смене знака u_y сохраняющееся некоторое время прежнее направление тока не совпадает с новым заданием вращения и согласно алгоритму (6.10) и (6.11) $ПВ = ЛВ = 0$. При этом коммутатор запирается. Смена сигналов *ПВ*, *ЛВ* разрешается УНВ, когда ток датчика тока (ДТ) спадает до близкого к нулю значения $I_{ДТmin}$. Пример выполнения УНВ на логических элементах приведен на рис. 6.8. Микросхема *D1* с памятью сохраняет сигнал *I* на выходе усилителя А2 до тех пор, пока $|I_{ДТ}| > I_{ДТmin}$.

В состав силовой цепи ВД (рис. 6.9) входит *коммутатор* с транзисторными или тиристорными ключами, который совместно с обратным диодным мостом, блоком ограничения напряжения (БОН) и дросселем *L* образует инвертор напряжения или тока в зависимости от его питания от источника напряжения или тока. С питающей сетью переменного тока инвертор связан через мостовой трехфазный управляемый или неуправляемый

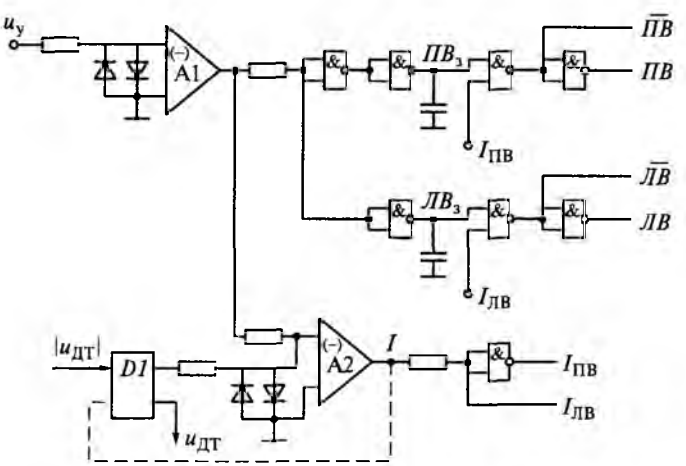


Рис. 6.8. Схема узла направления вращения

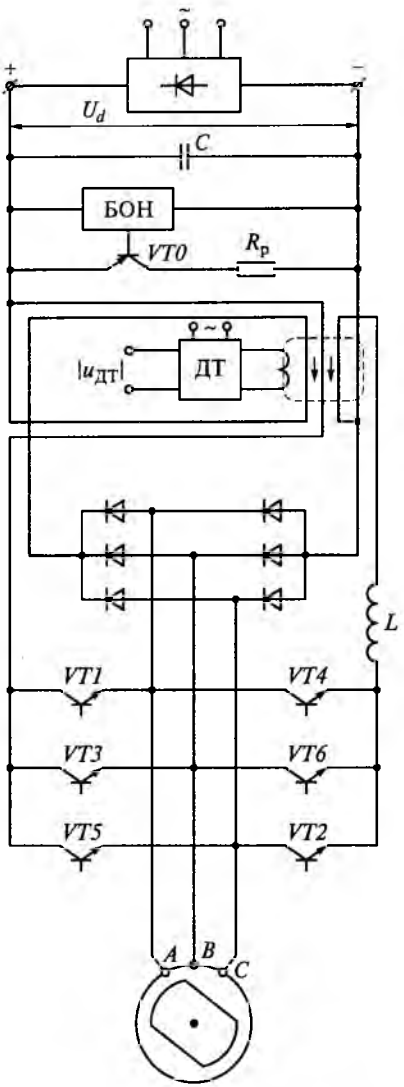


Рис. 6.9. Силовая цепь вентильного двигателя

выпрямитель. Наиболее простым и распространенным вариантом для ВД является неуправляемый диодный выпрямитель. В схеме на рис. 6.9 показан вариант измерения модуля входного тока инвертора с помощью электромагнитного датчика тока, работающего в режиме магнитного усилителя, токи входных обмоток которого подмагничивают его сердечник. Когда двигатель оказывается в генераторном режиме, ток направлен встречно напряжению выпрямителя, выпрямленное напряжение U_d растет, что приводит к включению транзисторного ключа *VT0* и подключению разрядного резистора $R_р$.

Механические характеристики ВД могут быть получены на основании математического описания синхронной машины с постоянным магнитом в осях *d*, *q* [8]. Примем допущения, что ротор неявнополюсный, пространственная магнитодвижущая сила изменяется синусоидально, параметры фаз одинаковы. С учетом допущений система исходных уравнений будет иметь вид:

$$i_d R + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\theta}{dt} = U_d = U_m \cos(\gamma - \theta); \quad \psi_d = L i_d + \psi_в;$$

$$i_q R + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \frac{d\theta}{dt} = U_q = U_m \sin(\gamma - \theta); \quad \psi_q = L i_q; \qquad (6.12)$$

$$M_{эл} = \frac{M}{p_п} = (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \psi_в i_q,$$

где R, L, U_m — соответственно активное сопротивление, индуктивность и амплитудное значение напряжения одной фазы в эк-

вивалентном двухфазном представлении двигателя; i_d, ψ_d — ток и потокосцепление по продольной оси; i_q, ψ_q — ток и потокосцепление по поперечной оси; $\psi_в$ — потокосцепление постоянного магнита ротора; M — момент на валу ротора с учетом числа пар полюсов $p_п$ двигателя.

Решая систему уравнений (6.12) относительно i_q для условия установившегося режима $\left(\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{d\psi_d}{dt} = 0\right)$, получаем выражения для $i_q = I_q$ и M:

$$I_q = \frac{U_m(\sin\varphi - T\omega\cos\varphi) - \psi_в\omega}{R(1 + T^2\omega^2)}; \tag{6.13}$$

$$M = \frac{M_m(\sin\varphi - T\omega\cos\varphi) - p\frac{\psi_в^2}{R}\omega}{1 + T^2\omega^2}. \tag{6.14}$$

Здесь $\varphi = \gamma - \theta$; $\omega = \frac{d\theta}{dt}$; $T = L/R$; $M_m = p_п\frac{U_m}{R}\psi_в$.

При сделанных допущениях

$$\varphi = \varphi_{ср} = \text{const} = \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_к, \tag{6.15}$$

где $\Delta\varphi_к$ — угол смещения коммутации ключей инвертора, соответствующий углу смещения щеток с нейтрали в двигателе постоянного тока ($\Delta\varphi_к = 0$ — коммутация на максимальный момент, «щетки» ВД на нейтрали; $\Delta\varphi_к > 0$ — сдвиг по ходу ротора, отстающая коммутация; $\Delta\varphi_к < 0$ — сдвиг против хода ротора, опережающая коммутация).

С учетом (6.15) выражение для момента получает вид:

$$M = \frac{M_m(\cos\Delta\varphi_к + T\omega\sin\Delta\varphi_к) - p_п\frac{\psi_в^2}{R}\omega}{1 + T^2\omega^2}. \tag{6.16}$$

В режиме короткого замыкания, когда $\omega = 0$,

$$M_{кз} = M_m\cos\Delta\varphi_к, \tag{6.17}$$

в режиме идеального холостого хода, когда $M = 0$,

$$\omega_0 = \frac{M_m\cos\Delta\varphi_к}{\beta_0 - M_mT\sin\Delta\varphi_к}, \tag{6.18}$$

где

$$\beta_0 = p\frac{\psi_в^2}{R}. \tag{6.19}$$

При условии $\Delta\varphi_к = 0$ имеет место наибольший момент короткого замыкания ($M_{кз} = M_m$). При этом

$$M = \frac{M_m - \beta\omega}{1 + T^2\omega^2}, \tag{6.20}$$

$$\omega_0 = \frac{M_m}{\beta_0} = \frac{U_m}{\psi_в}. \qquad (6.21)$$

При скоростях $\omega_{ext} = \omega_0\left(1 \pm \sqrt{1 + \frac{1}{T^2\omega_0^2}}\right)$ имеют место два экстремальных значения момента — M_{max} при отрицательной скорости и M_{min} при положительной скорости.

Выражение (6.16) для механической характеристики ВД определяет нелинейную взаимосвязь момента и скорости двигателя (рис. 6.10). Нелинейность вносит индуктивность, входящая в параметр T и обусловливающая реакцию якоря синхронного двигателя, более существенную, чем в двигателе постоянного тока. Но при $T\omega \ll 1$

$$M \approx M_{кз} - \beta_0\omega, \qquad (6.22)$$

т.е. при малой индуктивности якоря механическая характеристика ВД приближается к прямолинейной идеализированной характеристике двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Как следует из формул (6.16) — (6.21), регулировать момент и скорость ВД можно следующими способами:

$\Delta\varphi_к = var$ при неизменном напряжении или токе автономного инвертора ($U_m = const$ или $I_d = const$);

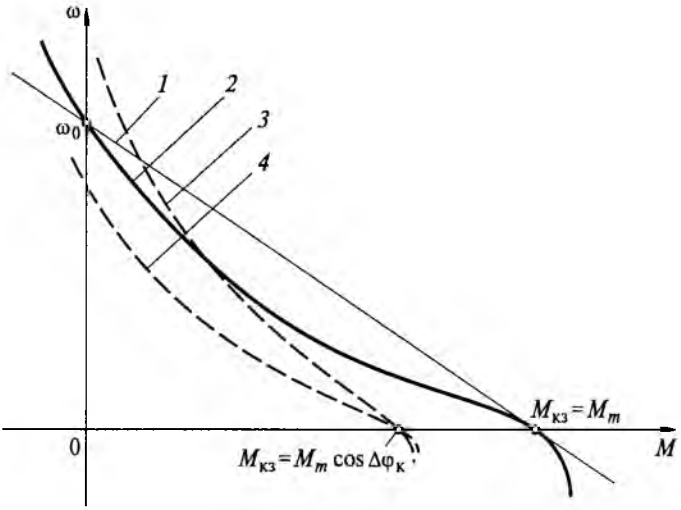


Рис. 6.10. Механические характеристики вентильного двигателя:

1 — при отсутствии смещения угла коммутации ($\Delta\varphi_к = 0$) и без учета электромагнитной постоянной времени ($T = 0$); *2* — при $\Delta\varphi_к = 0$ и с учетом электромагнитной постоянной времени ($T \neq 0$); *3* — при смещении угла коммутации по направлению вращения ротора ($\Delta\varphi_к > 0$) и $T \neq 0$; *4* — при смещении против направления вращения ротора ($\Delta\varphi_к < 0$) и $T \neq 0$

U_d = var за счет применения управляемого выпрямителя;

U_m = var при U_d = const за счет применения широтно-импульсного модулирования напряжения или тока.

Однако при изменении указанных величин регулировочные механические характеристики остаются неблагоприятными по форме — в них отсутствуют участки со стабилизацией скорости и с ограничением момента на необходимом уровне. Для получения желаемых статических и динамических характеристик требуется система управления вентильным двигателем, формирующая необходимые характеристики.

6.1.2. Система управления электропривода с вентильным двигателем

Для управления вентильным двигателем применима двухконтурная структура электропривода постоянного тока с контурами тока и скорости.

Задача контура тока — обеспечить постоянство тока инвертора и, следовательно, постоянство среднего момента двигателя в заданном диапазоне скоростей и в пределах допустимого значения тока. Контур скорости должен обеспечить необходимую жесткость механической характеристики ВД и требуемые динамические показатели электропривода. Данная двухконтурная система управления может строиться по принципу подчиненного регулирования. При этом задание на ток поступает с выхода регулятора скорости РС. Для ВД с постоянным магнитом и питанием от сети через неуправляемый выпрямитель, что характерно для электроприводов небольшой мощности, регулятор тока отличается от традиционного ПИ-регулятора, используемого в электроприводе постоянного тока. Достаточно простым и обеспечивающим практически астатическое регулирование тока является релейный регулятор тока РРТ. Двухконтурная система управления с РРТ для электропривода с ВД приведена на рис. 6.11. В качестве регулятора скорости может использоваться аналоговый П- или ПИ-регулятор, на вход которого поступает разность сигналов задания скорости $u_{з.с}$ и обратной связи. Сигнал обратной связи подается с датчика скорости *BR*. Схема дополнена узлом фазосмещения ФСУ, осуществляющим автоматическое опережающее смещение угла коммутации ключей в области высоких скоростей для уменьшения пульсаций динамического тока в двигателе. Сигналы с выхода распределителя импульсов РИ подаются через ключи *D1* и *D2* на формирователь импульсов ФИ. Выходные сигналы ФИ поступают на плечи автономного инвертора АИ, подключенного к источнику питания ИП с выпрямленным напряжением U_d.

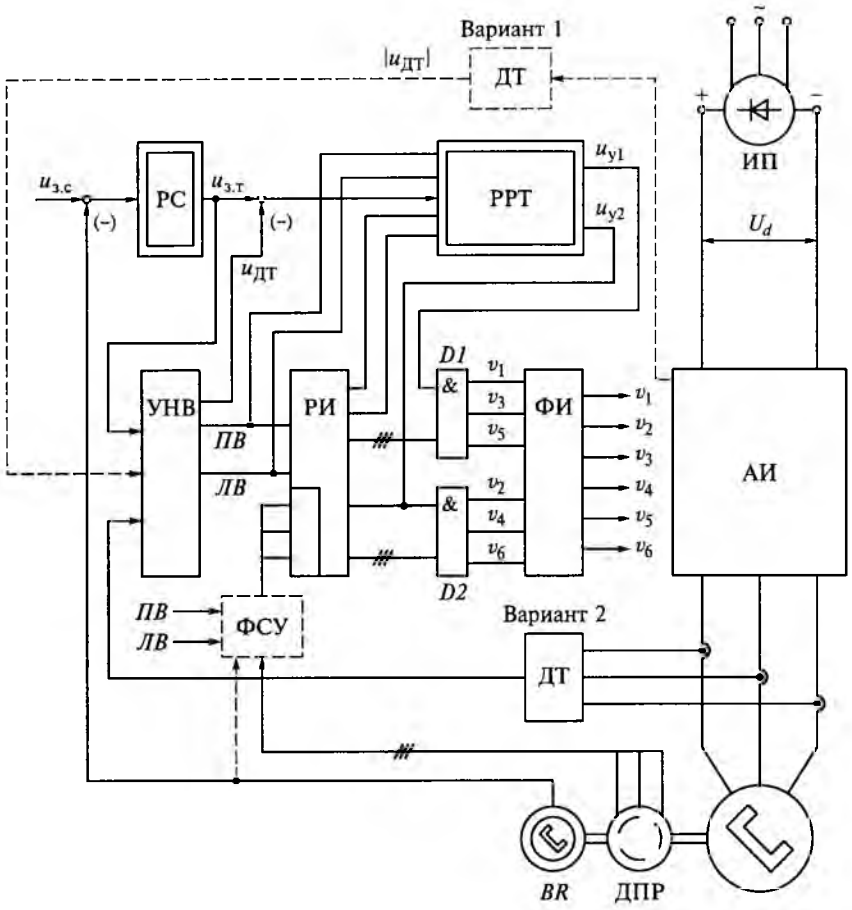


Рис. 6.11. Система управления вентильным двигателем

Рассмотрим контур тока с РРТ. Регулятор тока, управляя ключами инвертора, поддерживает релейным способом заданное значение тока в пределах

$$I_з - \Delta I_{доп} \le i \le I_з + \Delta I_{доп}. \qquad (6.23)$$

Условие (6.23) выполняется за счет соответствующей коммутации ключей инвертора, создающей чередование трех режимов инвертора:

Р2 — коммутация всех ключей обеих групп коммутатора для ПВ или ЛВ (потребление тока двигателем);

Р0 — запрет на коммутацию обеих групп (ток от двигателя через обратный мост направлен встречно напряжению выпрямителя, его энергия расходуется на подзарядку конденсатора и в раз-

рядном резисторе — кратковременный генераторный режим с возвратом энергии);

Р1 — запрет на коммутацию ключей одной группы (цепь тока замыкается накоротко через работающую группу и обратный мост — режим динамического торможения).

Алгоритм РРТ построен таким образом, что при $i = I_з$ включается режим Р1. Через небольшую временную задержку $\tau_1 \approx 1$ мс происходит переключение с режима Р1 на режим Р2, если $I_з - \Delta I_{доп} < i < I_з$, или на режим Р0, если $I_з - \Delta I_{доп} > i > I_з$.

Промежуточный режим Р1 может быть и очень кратковременным, если ток за меньшее, чем τ_1, время $\tau_{1min} \approx 0{,}3$ мс достигает граничного значения $I_з - \Delta I_{доп}$ или $I_з + \Delta I_{доп}$.

Данное переключение режимов коммутатора в функции тока релейным способом позволяет поддерживать заданное значение тока в допустимых пределах.

Релейный регулятор тока состоит из двух блоков (рис. 6.12) — выбора режимов коммутатора (БРК) и управления ключами коммутатора (БУК).

Входной аналоговый сигнал $\Delta u = u_{з.т} - u_{ДТ}$ преобразуется блоком БРК в два логических сигнала — u_1, соответствующий режимам Р2 для ПВ и Р0 для ЛВ, и u_2, соответствующий режимам Р0 для ПВ и Р2 для ЛВ. Выходной логический блок БУК преобразует сигналы u_1 и u_2 с учетом заданного направления вращения в два выходных управляющих сигнала u_{y1} и u_{y2}. Алгоритм работы РРТ представлен в виде табл. 6.1.

Диаграмма отработки контуром тока задания на ток $u_{з.т}$ представлена на рис. 6.13. Быстродействие контура тока с РРТ можно приближенно оценить по минимальному периоду отработки циклового задания на ток

$$T_{к.т\,min} \approx 2(\tau_{1\,min} + \tau_1 + \tau_0 + \tau_{ДТ}),$$

где τ_0 — время задержки при переключении направления вращения, мс; $\tau_{ДТ}$ — временна́я задержка сигнала датчика тока, мс.

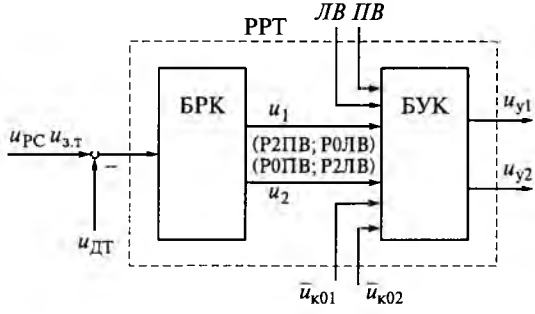


Рис. 6.12. Схема релейного регулятора тока

Таблица 6.1

Алгоритм работы релейного регулятора тока

Условие	Режим			Значения сигналов на выходах блока			
				БРК		БУК	
	P2	P1	P0	u_1	u_2	u_{y1}	u_{y2}
$\lvert u_{ДТ}\rvert \le \lvert u_{з.т}\rvert - \Delta u_{доп}$	1	0	0	1(ПВ) 0(ЛВ)	0(ПВ) 1(ЛВ)	$u_{к01}$	$u_{к02}$
$\lvert u_{ДТ}\rvert > \lvert u_{з.т}\rvert - \Delta u_{доп}$ или $\lvert u_{ДТ}\rvert < \lvert u_{з.т}\rvert + \Delta u_{доп}$	0	1	0	0	0	$u_{к01}$ (ЛВ) 0(ПВ)	0(ЛВ) $u_{к02}$ (ПВ)
$\lvert u_{ДТ}\rvert \ge \lvert u_{з.т}\rvert + \Delta u_{доп}$	0	0	1	1(ЛВ) 0(ПВ)	0(ЛВ) 1(ПВ)	0	0

Если принять $\tau_{1min} = 0{,}3$ мс, $\tau_1 = \tau_0 = \tau_{ДТ} \approx 1$ мс (эти значения приемлемы для аналогового выполнения РРТ), то частотная полоса пропускания контура тока составит

$$f_{к.т} = \frac{1}{T_{к.т\,min}} = \frac{1}{6{,}6 \cdot 10^{-3}} \approx 152 \text{ Гц}.$$

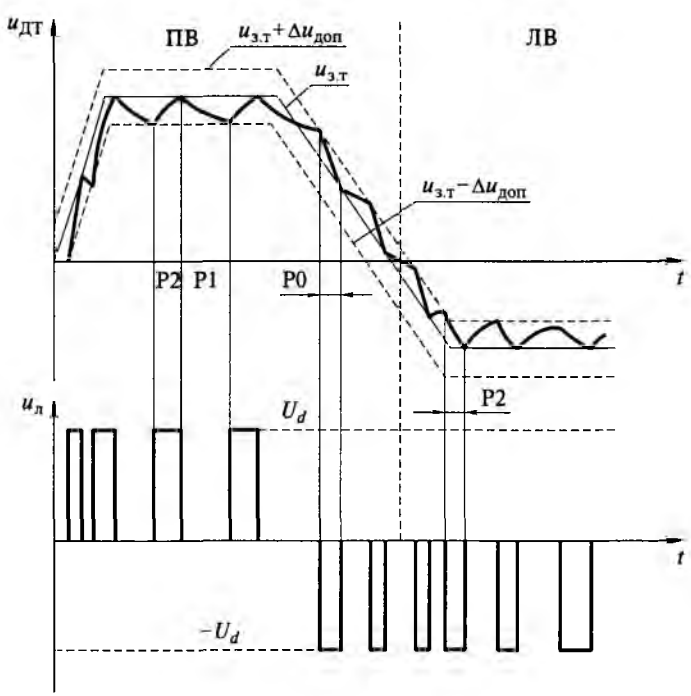


Рис. 6.13. Диаграммы измерения напряжения датчика тока и линейного напряжения автономного инвертора

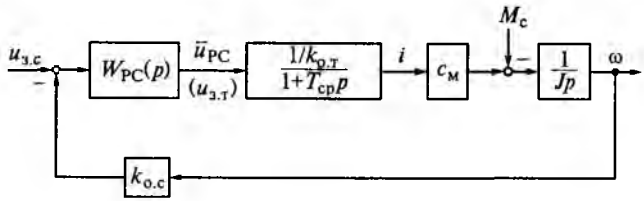


Рис. 6.14. Структурная схема двухконтурного электропривода с вентильным двигателем

Можно сделать вывод, что контур тока с релейным регулятором по динамике близок к безынерционному звену. С учетом небольшой постоянной времени фильтра $T_ф$ в цепи датчика тока передаточная функция замкнутого контура тока будет иметь вид

$$W_{к.т}(p) = \frac{i}{u_{з.т}} = \frac{\dfrac{1}{k_{о.т}}}{T_ф p + 1}, \qquad (6.24)$$

где $T_ф \approx 1{,}0 \ldots 1{,}5$ мс.

При постоянном токе инвертора $I = u_{з.т}/k_{о.т} = \text{const}$ момент двигателя, имеющий пульсации на каждом обороте ротора, в среднем остается постоянным и равным $p_п I_q \psi_в$, поскольку средняя величина I_q пропорциональна току инвертора I. Механическая характеристика двигателя представляет собой вертикальную линию в пределах, ограниченных напряжением питания инвертора.

Контур регулирования тока входит в состав контура регулирования скорости, в котором может использоваться типовой П- или ПИ-регулятор скорости. С учетом полученной передаточной функции (6.24) может быть построена приближенная линеаризованная и не учитывающая ЭДС двигателя структурная схема двухконтурного электропривода с ВД (рис. 6.14).

Настраивая контур скорости на модульный оптимум, согласно структурной схеме и выражению (5.72) получаем передаточный коэффициент П-РС:

$$k_{РС} = \frac{k_{о.т} J}{2 T_μ k_{о.с} c_м}, \qquad (6.25)$$

где $T_μ$ — сумма постоянных времени фильтров датчиков тока и скорости, с ($T_μ = T_{ф1} + T_{ф2}$); $c_м$ — коэффициент пропорциональности между моментом двигателя и током инвертора.

Определяя $k_{о.т}$ по допустимому току $I_{доп}$ или моменту $M_{доп}$,

$$k_{о.т} = \frac{u_{з.т\,max}}{I_{доп}} = \frac{u_{РС\,max} c_м}{M_{доп}},$$

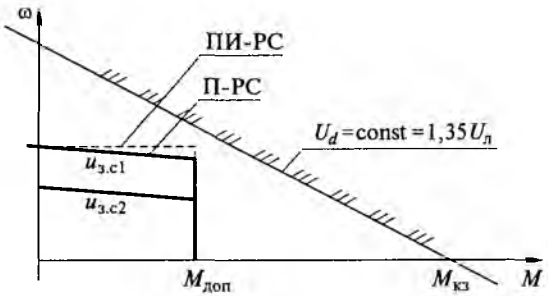


Рис. 6.15. Механические характеристики двухконтурного электропривода с вентильным двигателем

получаем

$$k_{РС} = \frac{J}{2T_{\mu}} \frac{u_{РС\,нас}}{M_{доп} k_{ТГ}}, \qquad (6.26)$$

где $u_{РС\,нас}$ — напряжение насыщения регулятора скорости, В; $k_{ТГ}$ — передаточный коэффициент тахогенератора, В · с/рад ($k_{ТГ} = k_{о.с}$).

При настройке контура скорости на симметричный оптимум получаем согласно выражению (5.75) передаточную функцию ПИ-РС

$$W_{РС}(p) = k_{РС} \frac{4T_{\mu}p + 1}{4T_{\mu}p}. \qquad (6.27)$$

Если $T_{\mu} \approx 2$ мс, полоса пропускания замкнутого контура скорости

при П-РС $\omega_{п.п} = \frac{1}{\sqrt{2}T_{\mu}} \approx 353$ с$^{-1}$, при ПИ-РС $\omega_{п.п} = \frac{1}{2T_{\mu}} \approx 250$ с$^{-1}$.

Механические характеристики двухконтурного электропривода с ВД показаны на рис. 6.15.

6.1.3. Система управления электропривода с двухфазным вентильным двигателем

Из многофазных ВД двухфазные наиболее просты в конструктивном отношении. Однако у таких двигателей наблюдаются наибольшие пульсации момента — четыре полуволны на оборот ротора. Эти пульсации могут существенно искажать технологический режим движения рабочего органа при больших диапазонах регулирования скорости. Устранить пульсации момента можно, если соответствующим образом управлять токами фаз на каждом интервале угла $\Delta\theta = 2\pi/m$, где m — число тактов инвертора. Это позволит получить бесколлекторный двигатель постоянного тока

с неизменным моментом на каждом угловом интервале, т. е. двигатель теоретически с бесконечным числом коллекторных пластин.

Алгоритм управления токами фаз i_α и i_β находится из условия постоянства момента двигателя $M = \psi_п i_q$, которое соответствует постоянству пространственного вектора тока на каждом интервале коммутации инвертора при вращении ротора:

$$I_q = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta = \text{const}. \qquad (6.28)$$

С учетом заданного угла смещения коммутации $\Delta\varphi_к$ условие (6.28) будет выполняться при управлении токами i_α и i_β по следующим законам:

$$i_\alpha = -I_m \sin(\theta + \Delta\varphi_к); \qquad (6.29)$$

$$i_\beta = I_m \cos(\theta + \Delta\varphi_к). \qquad (6.30)$$

Тогда при заданных значениях I_m и $\Delta\varphi_к$

$$I_q = I_m \cos\Delta\varphi_к = \text{const}; \qquad (6.31)$$

$$M = M_m \cos\Delta\varphi_к = \text{const}. \qquad (6.32)$$

Схема двухконтурного электропривода с двухфазным ВД — бесконтактным двигателем постоянного тока — дана на рис. 6.16, *а*.

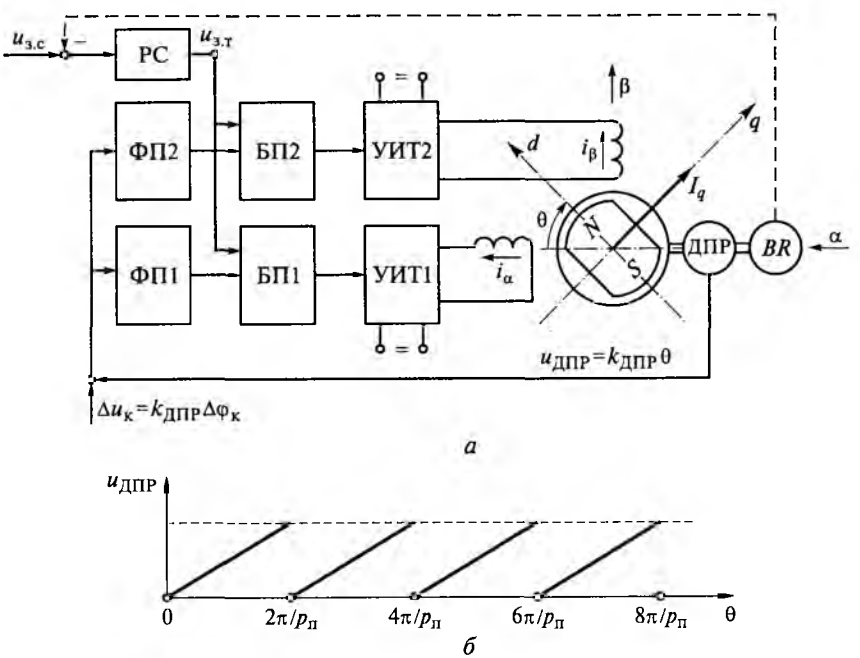


Рис. 6.16. Схема электропривода с двухфазным вентильным двигателем (*а*) и выходное напряжение датчика положения ротора (*б*)

Основные узлы системы управления показаны в виде функциональных блоков [7]:

ФП1, ФП2 — функциональные преобразователи, формирующие синусоидальную и косинусоидальную функции входного сигнала;

БП1, БП2 — блоки перемножения;

УИТ1, УИТ2 — управляемые источники токов фаз α и β;

РС — регулятор скорости.

Напряжение $u_{ДПР}$ датчика положения ротора (ДПР) изменяется линейно на каждом обороте ротора (рис. 6.16, *б*). Функциональная схема аналогового ДПР, построенного на основе синусо-косинусного вращающегося трансформатора (СКВТ), изображена на рис. 6.17, *а*. Синусно-косинусный генератор (СКГ) питает обмотки α и β СКВТ:

$$u_\alpha = U_m \sin \omega t; \quad u_\beta = U_m \cos \omega t.$$

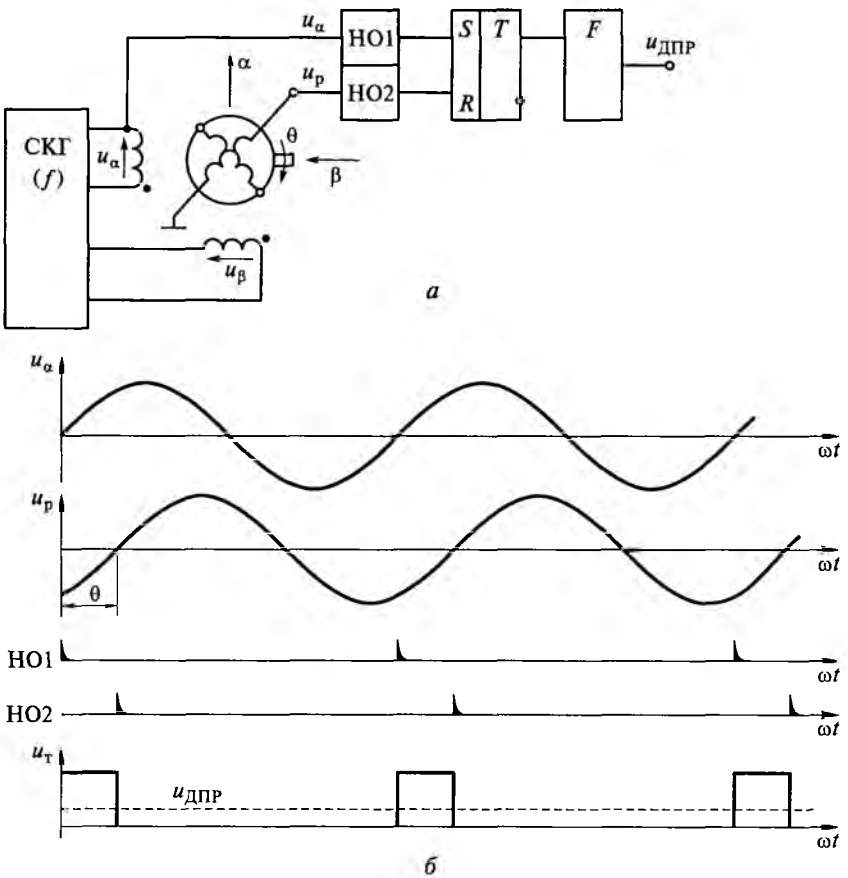


Рис. 6.17. Функциональная схема аналогового датчика положения ротора (*а*) и диаграммы его выходного напряжения (*б*)

В роторной обмотке СКВТ, работающего в фазовом режиме, наводится напряжение

$$u_{\text{р}} = u_{\alpha} \cos\theta - u_{\beta} \sin\theta = U_m \sin(\omega t - \theta).$$

Нуль-органы НО1 и НО2 выделяют на своих выходах импульсы в моменты изменения знака напряжений u_{α} и $u_{\text{р}}$ с отрицательного на положительный. Импульсы с НО1 и НО2 управляют триггером, на выходе которого при фазовом сдвиге, равном θ, формируются прямоугольные импульсы напряжения $u_{\text{т}}$. Формирователь F выделяет на выходе ДПР усредненное значение напряжения $u_{\text{ДПР}}$. Диаграмма формирования выходного напряжения ДПР показана на рис. 6.17, *б*.

6.2. Системы управления скоростью асинхронного электропривода

6.2.1. Асинхронный электропривод с регулированием напряжения на статоре

Характерной тенденцией автоматизированного электропривода является все более широкое применение асинхронных двигателей (АД). Эти двигатели технически более просты и надежны в эксплуатации, могут длительно работать при повышенных скоростях и температурах, в агрессивных и взрывоопасных средах, для их изготовления требуется меньше цветных металлов, они имеют меньшие массу, габариты и стоимость. Расширяются возможности и систем управления асинхронных электроприводов за счет создания управляемых преобразователей напряжения и частоты, а также микропроцессорных устройств с высоким быстродействием и большим объемом памяти.

Изменение напряжения на статоре АД вызывает изменение его электромагнитного момента и, в итоге, угловой скорости двигателя. В разомкнутой системе асинхронного электропривода эффективность такого регулирования скорости ограничена весьма малым диапазоном устойчивых режимов работы двигателя. Расширить функциональные возможности асинхронного электропривода можно в замкнутых системах, используя в зависимости от технических требований различные виды обратных связей, например по скорости, напряжению и току статора АД.

На рис. 6.18 приведена функциональная схема подобной системы регулирования скорости АД. Здесь изменение действующего значения первой гармоники напряжения U_1 на статоре АД с частотой питающей сети $f_{\text{с}}$ осуществляется изменением угла регулирования α тиристорного преобразователя напряжения (ТПН)

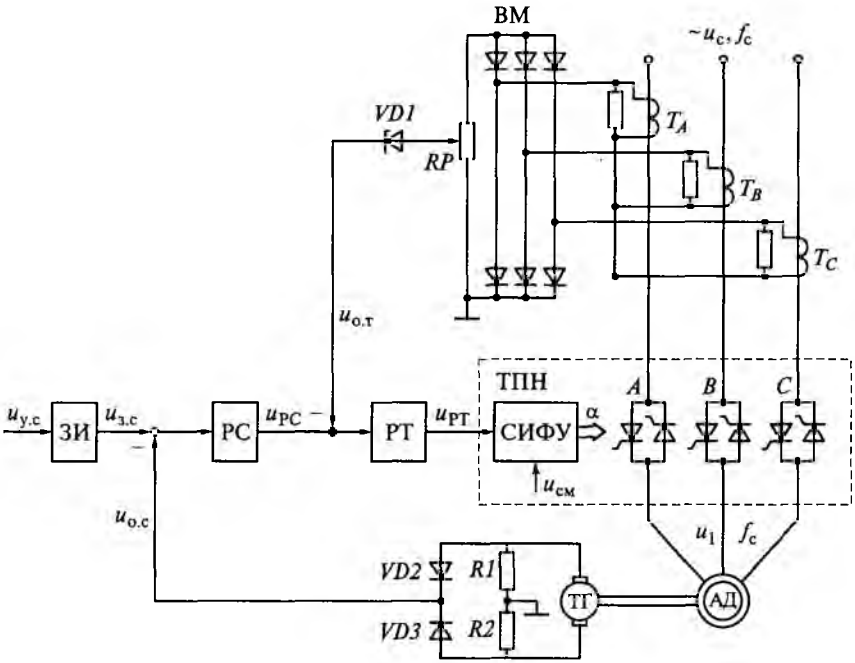


Рис. 6.18. Функциональная схема асинхронного электропривода с регулируемым напряжением на статоре

на базе тиристоров, включенных по встречно-параллельной схеме в каждую фазу статора АД. Угол α формируется в системе импульсно-фазового управления (СИФУ) ТПН и меняется в зависимости от напряжения управления $u_{РТ}$ на выходе регулятора тока (РТ). Напряжение смещения $u_{см}$ в СИФУ задает угол $\alpha = \alpha_{max}$, при котором обеспечиваются минимальное выходное напряжение ТПН и момент трогания АД в режиме его холостого хода. На входе РТ суммируются напряжения $u_{РС}$ регулятора скорости (РС) и отрицательной обратной связи по току $u_{о.т}$ с отсечкой, реализованной на основе трансформаторов тока T_A, T_B, T_C, выпрямительного моста (ВМ), потенциометра *RP* и стабилитрона *VD1*. Значение тока отсечки $I_{отс}$ устанавливается потенциометром *RP*. На входе РС суммируются напряжение задания скорости $u_{з.с}$ и напряжение отрицательной обратной связи по скорости АД $u_{о.с}$, подаваемое с тахогенератора (ТГ) на валу АД. Выделение модуля выходного напряжения ТГ обеспечивается диодами *VD2*, *VD3* и резисторами *R1*, *R2*. Формирование темпа изменения скорости АД осуществляется с помощью задатчика интенсивности (ЗИ), на вход которого поступает напряжение управления скоростью АД $u_{у.с}$.

Изменение направления вращения вала двигателя может быть реализовано за счет реверсивного контактора в статорной цепи

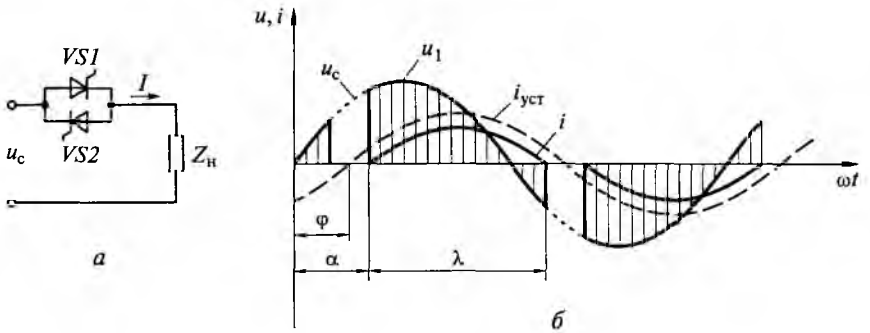


Рис. 6.19. Однофазная схема замещения (*а*) и диаграммы напряжения и токов для одной фазы ТПН (*б*)

двигателя. Торможение и останов двигателя возможны в режиме динамического торможения, когда за счет специального блока логики управления тиристорами ТПН обеспечивается протекание выпрямленного тока по обмоткам статора.

Для симметричной нагрузки, когда результирующие сопротивления обмоток статора и ротора всех фаз АД одинаковы, т.е. $Z_{нA} = Z_{нB} = Z_{нC} = Z_н$, режим работы ТПН определяется в соответствии с однофазной схемой замещения, показанной на рис. 6.19, *а*. Если в этой схеме условно закоротить тиристоры *VS1* и *VS2*, то при активно-индуктивной нагрузке $Z_н = \sqrt{R_н^2 + (\omega L_н)^2}$ установившийся ток в данной цепи

$$i_{уст} = \frac{U_m}{Z_н} \sin(\omega t - \varphi),$$

где U_m — амплитудное значение напряжения сети; α — угол отставания тока от напряжения сети u_c, $\alpha = \operatorname{arctg}(\omega L_н / R_н)$ (рис. 6.19, *б*). Такой ток будет протекать в нагрузке, если *VS1* и *VS2* открывать в каждый полупериод точно в моменты времени, соответствующие углу $\alpha = \varphi$. Если $\alpha > \varphi$, то ток и напряжение нагрузки будут определяться следующими выражениями [20]:

$$i = \frac{U_m}{Z_н}\left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)\,\mathbf{e}^{-(\omega t - \alpha)/\operatorname{tg}\varphi}\right];$$

$$u = U_m \sin \omega t \text{ при } \alpha \le \omega t \le \alpha + \lambda;$$

$$i = 0 \text{ и } u = 0 \text{ при } \alpha + \lambda - \pi < \omega t < \alpha.$$

Угол проводимости тиристоров λ зависит от α и φ и может быть определен для $i = 0$ при $\omega t = \alpha$ и $\omega t = \alpha + \lambda$ из уравнения $\sin(\alpha + \lambda - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi)\mathbf{e}^{-\lambda/\operatorname{tg}\varphi}$.

Отсюда максимальное значение угла проводимости равно π при $\alpha = \varphi$, а минимальное равно 0 при $\alpha = \pi$. При увеличении угла α

от φ до π среднее за полупериод значение напряжения нагрузки будет изменяться от наибольшего значения $2U_m/\pi$ до нуля. В общем случае отношение амплитуды первой гармоники напряжения нагрузки U_{m1} к номинальному напряжению сети $U_{ном}$ является функцией переменных α и φ (рис. 6.20, *а*).

Механические характеристики АД в разомкнутой системе для различных значений углов регулирования ТПН приведены на рис. 6.20, *б*. Предельные характеристики *1* и *2* соответствуют минимальному $\alpha_{min} = \varphi_{min}$ и максимальному α_{max} значениям угла регулирования, естественная механическая характеристика *3* — условию $\alpha = \varphi$, а характеристика *4* — промежуточному значению $\alpha_{min} < \alpha < \alpha_{max}$. При постоянстве скольжения АД его электромагнитный момент пропорционален $(U_{m1}/U_{ном})^2$. Поскольку индуктивная составляющая результирующей нагрузки $Z_н$ ТПН зависит от скольжения двигателя *s*, то и угол φ является функцией скольжения. Зависимость φ(*s*) (рис. 6.20, *в*) взаимосвязана с механической характеристикой АД, и при постоянстве угла α и нагрузки на валу двигателя имеются одинаковые значения φ при разных значениях скольжения (точки *1*, *2* и *3*, *4* на рис. 6.20, *а*, *в*).

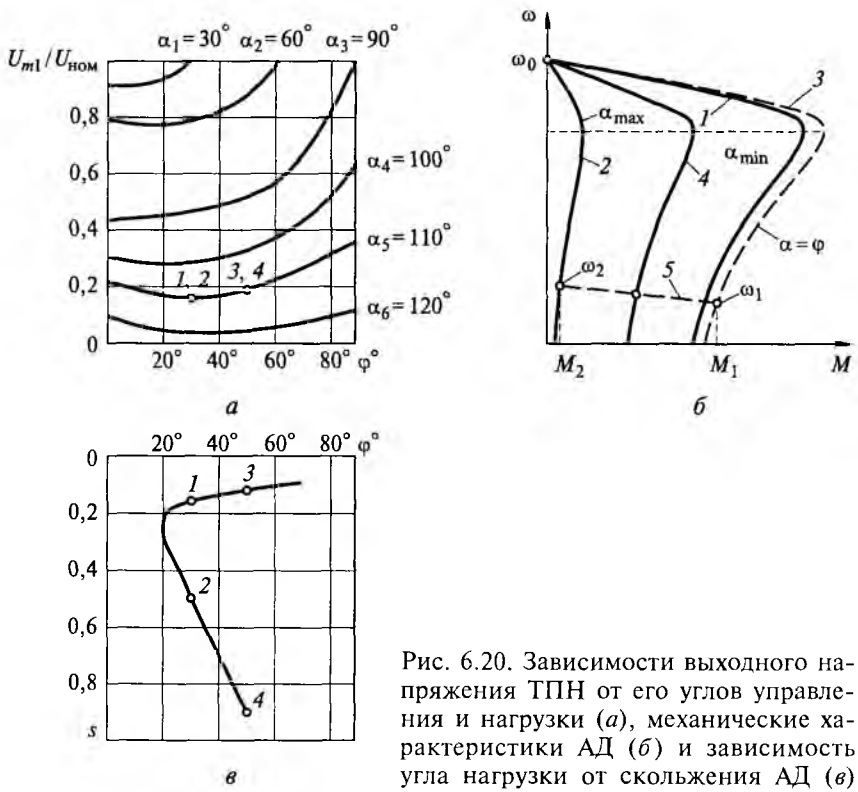


Рис. 6.20. Зависимости выходного напряжения ТПН от его углов управления и нагрузки (*а*), механические характеристики АД (*б*) и зависимость угла нагрузки от скольжения АД (*в*)

Синтез регуляторов скорости и тока в замкнутой системе регулирования скорости АД целесообразно начинать из условий статики.

Статические регулировочные характеристики отдельных элементов электропривода, схема которого приведена на рис. 6.18, даны на рис. 6.21. Они представляют собой зависимости выходного напряжения регулятора скорости $u_{РС}$ от напряжения $u_{з.с}$ на выходе ЗИ (система координат $u_{з.с}$, $u_{РТ}$), выходного напряжения регулятора тока $u_{РТ}$ от напряжения $u_{РС}$ (система координат $u_{РС}$, $u_{РТ}$) и угла регулирования ТПН α от напряжения $u_{РТ}$ (система координат $u_{РТ}$, α).

При линейных регулировочных характеристиках РС, РТ, СИФУ и действий обратных связей по скорости и току АД угол регулирования ТПН

$$\alpha = k_{\alpha}\{u_{см} - k_{РТ}[k_{РС}(u_{з.с} - k_{о.с}\omega) - k_{о.т}(I_1 - I_{отс})]\}, \qquad (6.33)$$

где k_{α} — передаточный коэффициент СИФУ; $k_{РТ}$, $k_{РС}$, $k_{о.с}$, $k_{о.т}$ — коэффициенты усиления РТ, РС и обратных связей по скорости и току.

Если в замкнутой системе регулирования скорости задается механическая характеристика двигателя с желаемой жесткостью $\beta_{жел}$, то коэффициент усиления РС без учета действия токовой отсечки может быть определен исходя из (6.33) как

$$k_{РС} = \frac{\alpha_{max} - \varphi_1}{k_{\alpha}k_{РТ}k_{о.с}(\omega_2 - \omega_1)}, \qquad (6.34)$$

где ω_1 — заданная скорость двигателя на его естественной механической характеристике *1* (см. рис. 6.20, *б*) при $\alpha = \varphi_1$; ω_2 —

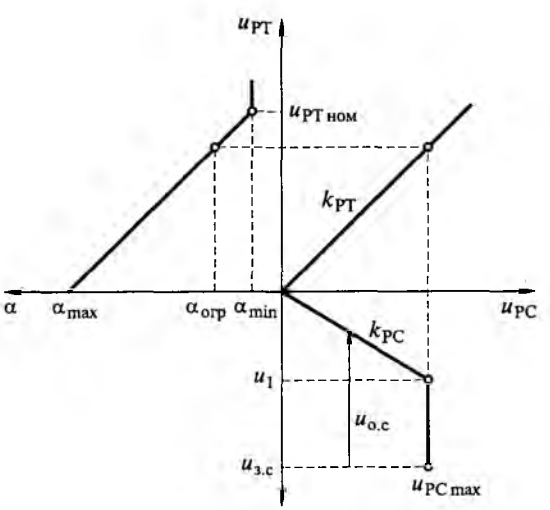


Рис. 6.21. Регулировочные характеристики элементов системы управления электроприводом

скорость на предельной характеристике *2* при $\alpha = \alpha_{max}$ ($\omega_2 = \omega_1 + (M_1 - M_2)/\beta_{жел}$).

Подстановка (6.34) в (6.33) позволяет определить напряжение $u_{з.с}$ для задаваемой скорости:

$$u_{з.с} = k_{о.с}\frac{\alpha_{max}\omega_1 - \varphi_1\omega_2 + k_{\alpha}u_{см}(\omega_2 - \omega_1)}{\alpha_{max} - \varphi_1}. \qquad (6.35)$$

Напряжение насыщения РС $u_{нас} = u_{РСmax}$ определяет значение α_{min}, соответствующее граничной по максимальному моменту механической характеристике *3* (см. рис. 6.20, *б*). Промежуточные точки механической характеристики *5* для замкнутой системы регулирования скорости при полученных по (6.34), (6.35) значениях $k_{РС}$ и $k_{з.с}$ определяются с помощью механических характеристик разомкнутой системы электропривода для ряда значений α в диапазоне от α_{min} до α_{max}. По выбранному значению α с помощью регулировочных характеристик СИФУ, РТ и РС (см. рис. 6.21) определяются напряжение $u_у$ на входе РС и скорость $\omega = (u_{з.с} - u_у)/k_{о.с}$. Затем полученное значение ω отмечается на механической характеристике *4*, соответствующей данному углу α (см. рис. 6.20, *б*).

При $I \geq I_{отс}$ начинает действовать отрицательная обратная связь по току статора, поддерживая его на уровне $I_{отс}$ за счет снижения выходного напряжения ТПН (электромеханические характеристики *1*, *2*, *3*, *4* на рис. 6.22, *а*). Линия *1* на рис. 6.22, *б* отражает вид механической характеристики двигателя при $I_{отс} = \text{const}$. Точки пересечения этой линии с механическими характеристиками электропривода при различных напряжениях задания скорости $u_{з.с1}$, $u_{з.с2}$, $u_{з.с3}$, $u_{з.с4}$ соответствуют точкам пересечения линии постоянства $I_{отс}$ с электромеханическими характеристиками АД при тех же заданиях скорости (см. рис. 6.22, *а*). Как видно на рис. 6.22, *б*, пусковой момент АД $M_{п.о}$, соответствующий режиму токоограничения двигателя, меньше пускового момента $M_{н.е}$ для естественной ме-

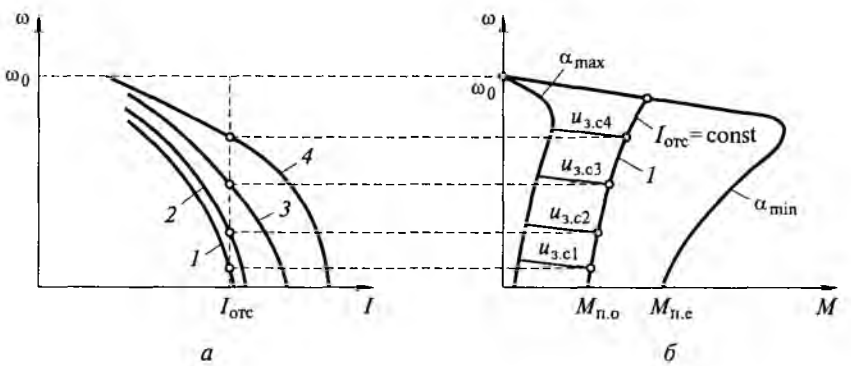


Рис. 6.22. Электромеханические (*а*) и механические (*б*) характеристики АД при $I > I_{отс}$

ханической характеристики АД. Определить скорость АД $\omega_{огр}$, при которой начинает действовать обратная связь по току, можно на основании регулировочных характеристик СИФУ преобразователя (см. рис. 6.21).

При $\omega < \omega_{огр}$ и $I > I_{отс}$ угол открывания тиристоров в соответствии со схемой на рис. 6.18 и статическими характеристиками на рис. 6.21

$$\alpha = \alpha_{max} - k_{\alpha} k_{РТ} (u_{РС\,max} - k_{о.т} \Delta I) = \alpha_{огр} + k_{\alpha} k_{РТ} k_{о.т} \Delta I.$$

Здесь $\alpha_{огр} = \alpha_{max} - k_{\alpha} k_{РТ} u_{РС\,max}$; $\Delta I = \Delta\alpha / k_{\alpha} k_{РТ} k_{о.т}$, где ΔI — отклонение тока статора от заданного тока $I_{отс}$. Относительная ошибка стабилизации $I_{отс}$, определяемая как $\Delta I / I_{отс} = \Delta\alpha / (k_{\alpha} k_{РТ} u_{отс})$, при $k_{\alpha} k_{РТ} \gg 1$ весьма мала, и при постоянстве заданного значения $I_{отс}$ момент АД в режиме токоограничения

$$M_{огр} = M_{п} I^2_{огр} / I^2_{ном},$$

где $M_{п}$ — пусковой момент АД при номинальном напряжении питания АД. Значение $k_{РТ}$ может быть определено по заданному желаемому статизму токовой отсечки $(\Delta I / I_{отс})_{жел}$:

$$k_{РТ} = \frac{\Delta\alpha}{k_{\alpha} u_{отс} (\Delta I / I_{отс})_{жел}}.$$

Полученные по условиям статики значения $k_{РС}$ и $k_{РТ}$ затем должны быть проверены по условиям динамики электропривода.

Как динамический объект ТПН может быть представлен инерционным звеном с коэффициентом передачи $k_{п.н} = dU_1 / du_{РС}$ и постоянной времени $T_{п.н}$, связанной с дискретностью фазового управления тиристорами преобразователя [5].

В общем случае $k_{п.н}$ является функцией углов α, φ и скольжения двигателя s. Угол φ заметно меняется от скольжения лишь при $s < s_{к}$ ($s_{к}$ — критическое скольжение), а в диапазоне $s_{к} < s < 1$, в котором в основном и осуществляется регулирование скорости АД, изменения φ незначительны. Тогда при линейной зависимости $\alpha = f(u_{РТ})$ (см. рис. 6.21) может быть вполне линеаризована и зависимость $U_1 = f(u_{РТ})$ с коэффициентом передачи [8]:

$$k_{п.н} = \Delta U_1 / \Delta u_{РТ} = U_{1ном} / u_{РТ.ном},$$

где $U_{1ном}$ и $u_{РТ.ном}$ — соответственно номинальные значения первой гармоники выходного напряжения ТПН и напряжения управления преобразователем.

Постоянная времени цепи фазового управления ТПН для приведенного на рис. 6.18 варианта его силовой части определяется максимальным временем запаздывания $\tau_{з} \approx T_{п.н} = 0{,}033$ с [5].

Асинхронный двигатель даже при упрощенном его математическом описании (без учета влияния электромагнитных переход-

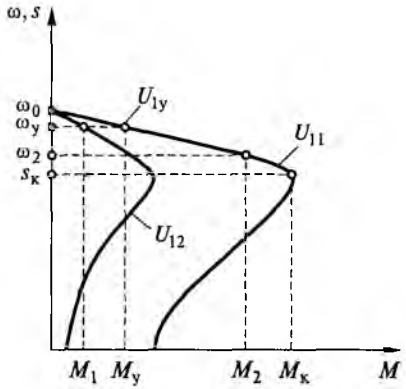


Рис. 6.23. Механические характеристики АД

ных процессов в цепях статора и ротора) и изменении лишь напряжения питания статора остается нелинейным динамическим объектом, поскольку его электромагнитный момент зависит и от напряжения питания, и от скорости двигателя, т.е. $M = f(U_1, \omega)$.

Примем, что для механической характеристики АД (рис. 6.23) при напряжении питания U_{11} точка установившегося режима характеризуется координатами $U_{1y} = U_{11}$, ω_y, M_y. Если придать приращение ΔU_1 напряжению питания АД в окрестности этой точки, то возникнут приращения момента ΔM и скорости $\Delta\omega$. Тогда результирующий момент АД в центре разложения механической характеристики АД в ряд Тейлора

$$M = M_y + \Delta M = M_y + \frac{\partial M}{\partial \omega}\Big|_{U_1=U_{1y};\,\omega=\omega_y} \cdot \Delta\omega + \frac{\partial M}{\partial U_1}\Big|_{U_1=U_{1y};\,\omega=\omega_y} \cdot \Delta U_1 =$$

$$= M_y + k_\omega \Delta\omega + k_U \Delta U_1 = M_y + \Delta M_\omega + \Delta M_U. \qquad (6.36)$$

Здесь $\Delta M_\omega = k_\omega \Delta\omega$ и $\Delta M_U = k_U \Delta U_1$ — приращения момента двигателя, вызванные соответственно приращением его скорости и напряжения питания; $k_\omega = -\partial M/\partial\omega$ — коэффициент изменения момента двигателя при отклонении его скорости при $U_1 = \text{const}$, $\Delta U_1 = 0$; $k_U = \partial M/\partial U$ — коэффициент чувствительности момента АД к напряжению питания статора при $\omega = \text{const}$, $\Delta\omega = 0$.

Физический смысл коэффициента k_ω можно показать на примере механической характеристики АД при $U_{1y} = U_{11} = \text{const}$ (см. рис. 6.23). Здесь при изменении скорости $\Delta\omega = \omega_y - \omega_2$ имеет место изменение момента $\Delta M_\omega = M_y - M_2$, и, следовательно, $k_\omega = \partial M/\partial\omega \approx \approx \Delta M_\omega/\Delta\omega = (M_y - M_2)/(\omega_y - \omega_2)$ определяет жесткость β механической характеристики АД в области установившейся скорости. При $0 < s < s_к$ коэффициент $k_\omega < 0$, т.е. обратная связь по скорости АД в данном диапазоне скольжений является отрицательной. При $s_к < s$ коэффициент $k_\omega > 0$ и режим работы АД становится неустойчивым. С уменьшением жесткости механической характеристики АД по мере снижения напряжения питания статора уменьшается и коэффициент k_ω. При работе двигателя на устойчивом участке его естественной механической характеристики коэффициент k_ω наибольший и определяется модулем жесткости этой характеристики:

$$k_\omega = \beta = 2M_к/\omega_{0ном}s_к.$$

Зависимость коэффициента k_U от скорости АД ясна из его механических характеристик при различных напряжениях питания U_{1y} и U_{12} (см. рис. 6.23). Здесь при постоянстве скорости $\omega_y = \text{const}$, $\Delta\omega = 0$ и изменении напряжения $\Delta U_1 = U_{1y} - U_{12}$ имеет место изменение момента $\Delta M_U = M_y - M_1$, и, следовательно, $k_U = \partial M/\partial U \approx \approx \Delta M_U/\Delta U_1 = (M_y - M_2)/(U_{1y} - U_{12})$. При синхронной скорости АД изменение напряжения на его статоре не приводит к изменению электромагнитного момента АД и при $\omega_y = \omega_0$ коэффициент $\kappa_U = 0$. Максимальное значение $k_{U\max}$ имеет место при номинальном напряжении на статоре $U_{1\text{ном}}$ и критическом скольжении двигателя $s_к$. Поскольку электромагнитный момент АД пропорционален квадрату приложенного к статорной обмотке напряжения, то с учетом перегрузочной способности АД по моменту $\lambda_м = M_к/M_{\text{ном}}$ для его естественной механической характеристики критический момент двигателя может быть определен как $M_к = \lambda_м(U_1/U_{1\text{ном}})^2 M_{\text{ном}}$. Тогда для критического скольжения АД

$$k_U = \frac{\partial M_к}{\partial U_1} = 2\lambda_м U_1 \left(\frac{M_{\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}^2} \right),$$

и при номинальном напряжении $U_1 = U_{1\text{ном}}$

$$k_{U\max 1} = 2\lambda_м \frac{M_{\text{ном}}}{U_{1\,ном}}.$$

Если воспользоваться основным уравнением движения электропривода

$$M - M_с = Jd\omega/dt$$

и подставить в него вместо M правую часть уравнения (6.36), а вместо $M_с$ — M_y, то при работе двигателя на устойчивом участке механической характеристики, т. е. при $0 < s < s_к$

$$\Delta M = k_U \Delta U_1 - k_\omega \Delta\omega = Jp\Delta\omega.$$

Тогда передаточная функция АД между приращением скорости и управляющим воздействием при $\Delta M_с = 0$

$$W_U(p) = \Delta\omega/\Delta U_1 = k_U/(Jp + k_\omega) = k_д/(T_м p + 1),$$

где $k_д$ — передаточный коэффициент АД, $k_д = k_U/k_\omega$; $T_м$ — электромеханическая постоянная времени двигателя ($T_м = J/k_\omega = J/\beta$).

Передаточная функция АД между приращением скорости и изменением статической нагрузки при $\Delta U_1 = 0$

$$W_м(p) = \Delta\omega/\Delta M_с = 1/(Jp + k_\omega) = 1/(k_\omega(T_м p + 1)).$$

Структурная схема электропривода с регулируемым напряжением на статоре АД (см. рис. 6.18), линеаризованная в пределах рабочего участка механической характеристики двигателя при токе

статора меньшем $I_{отс}$, представлена на рис. 6.24. Здесь совместно с передаточными функциями ТПН и АД приведены передаточные функции П-регулятора тока

$$W_{РТ}(p) = \Delta u_{РТ}/\Delta u_{РС} = k_{РТ},$$

ПИ-регулятора скорости

$$W_{РС}(p) = \Delta u_{РС}/\Delta u_{у} = k_{РС} + 1/(T_{РС}p)$$

и цепи обратной связи по скорости

$$W_{о.с}(p) = \Delta u_{о.с}/\Delta\omega = k_{о.с}.$$

Если принять за малую постоянную времени T_{μ} постоянную $T_{п.н} \ll T_{м}$, то при настройке электропривода на технический оптимум постоянная интегрирования и передаточный коэффициент пропорциональной части регулятора РС определятся так:

$$T_{РС} = k_{о.с}k_{РТ}k_{п.н}k_{д}a_{\mu}T_{п.н}; \quad k_{РС} = T_{м}/T_{РС}.$$

При желании свести к минимуму влияние электромагнитных постоянных времени цепей статора и ротора АД, не учтенных в определении T_{μ}, полезно принять $a_{\mu} = 3...5$.

В соответствии со структурной схемой на рис. 6.24 при ПИ-регуляторе скорости регулировочная характеристика системы ТПН—АД определится как $\omega = u_{з.с}/k_{о.с}$, а механические характеристики электропривода для всего диапазона изменения сигнала управления скоростью при токе статора $I < I_{отс}$ должны иметь абсолютную жесткость. Однако реально за счет ограничения выходного напряжения ТРН на уровне номинального значения напряжения АД, а также снижения коэффициента передачи k_U вплоть до нуля при малых нагрузках и коэффициента k_{ω} в области нагрузок, близких критическому моменту АД, жесткость механических

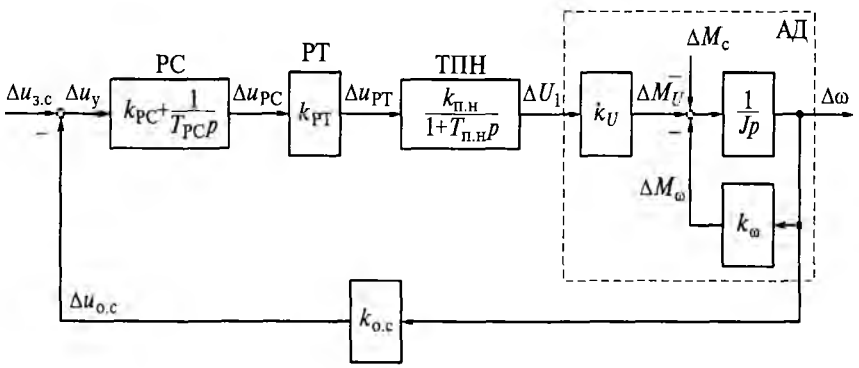


Рис. 6.24. Структурная схема асинхронного электропривода с регулируемым напряжением на статоре

характеристик вблизи предельных характеристик будет заметно меньше.

Поскольку уменьшение скорости АД связано с уменьшением напряжения на обмотках его статора, а допустимый по условиям нагрева двигателя момент $M_{доп}$ при этом уменьшается в обратно пропорциональной зависимости от скольжения, то область применения замкнутых систем асинхронного электропривода с воздействием лишь на напряжение статора ограничена механизмами, у которых момент нагрузки при снижении скорости заметно уменьшается, например, механизмами с вентиляторной нагрузкой.

6.2.2. Системы скалярного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода

Принцип скалярного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода базируется на изменении частоты и текущих значений модулей переменных АД (напряжений, магнитных потоков, потокосцеплений и токов цепей двигателя). Управляемость АД при этом может обеспечиваться совместным регулированием либо частоты f_1 и напряжения U_1, либо частоты f_1 и тока I_1 статорной обмотки. Первый способ управления принято трактовать как *частотное* управление, второй — как *частотно-токовое* управление [1, 13, 14].

Выбор способа и принципа управления определяется совокупностью статических, динамических и энергетических требований к асинхронному электроприводу.

Скалярный принцип частотного управления является наиболее распространенным в асинхронном электроприводе. Ему свойственна техническая простота измерения и регулирования переменных АД, а также возможность построения разомкнутых систем управления скоростью.

Основной недостаток подобного принципа управления заключается в трудности реализации желаемых законов регулирования скорости и момента АД в динамических режимах. Связано это с весьма сложными электромагнитными процессами, протекающими в АД.

Скалярное частотно-токовое управление АД характеризуется малым критическим скольжением и постоянством критического момента при постоянстве питающего АД тока и изменении его частоты [8]. Однако в разомкнутых системах подобное управление практически исключено, поскольку с увеличением нагрузки (скольжения) резко падает магнитный поток АД и для обеспечения желаемых перегрузочных способностей АД по моменту требуется заметное превышение номинальных значений напряжения питания и тока статора.

Разомкнутые системы управления. При невысокой точности и ограниченном диапазоне регулирования скорости АД наиболее целесообразным является его частотное управление в разомкнутой системе электропривода (рис. 6.25). В подобных системах частота f_1 и напряжение питания U_1 АД формируются пропорционально напряжению управления u_y в преобразователе частоты (ПЧ) на базе автономного инвертора напряжения. Для компенсации падения напряжения во внутренних сопротивлениях ПЧ и возможных колебаний напряжения его питающей сети в преобразователях частоты как источниках напряжения принято использовать внутренние контуры стабилизации выходного напряжения.

Для сохранения постоянства перегрузочной способности АД по моменту в функциональном преобразователе (ФП) предусматривается такое соотношение между напряжениями задания частоты u_f и напряжения u_u на выходе ПЧ, при котором обеспечивается компенсация падения напряжения на активном сопротивлении обмоток статора. Теоретически это соотношение характеризуется нелинейной функцией, когда u_u снижается в меньшей степени, чем u_f.

Для большинства серийных преобразователей частоты эта функция линеаризуется путем выбора в статической характеристике ФП двух базовых координат — u_{u1} при u_{f1} и u_0 при $u_f = 0$ (см. рис. 6.25). Первая координата определяет задание минимального значения частоты f_1 и соответствующего ему напряжения U_1 на выходе ПЧ, при которых еще сохраняется равенство соотношений $U_1/f_1 = U_{1ном}/f_{1ном}$. Для АД общего назначения при диапазоне регулирования скорости в разомкнутой системе частотного управления до (8...10): 1 значение минимальной частоты практически выбирается в пределах (0,3...0,4) $f_{1ном}$.

Вторая координата выбирается с учетом уменьшения теплоотвода заторможенного двигателя (в режиме динамического торможения) из следующих условий ограничения тока статора на уровне: (0,7...0,8) $I_{1ном}$.

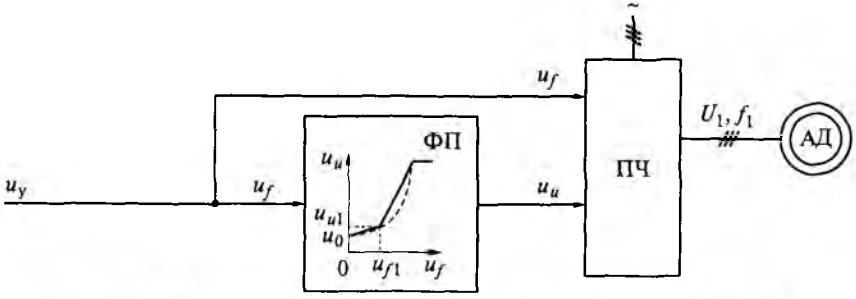


Рис. 6.25. Функциональная схема разомкнутой системы ПЧ — АД

Это соответствует установке выходного напряжения преобразователя частоты при $u_{f1} = 0$ на уровне $U_1 \cong (0{,}7 \ldots 0{,}8)\, I_{1ном} R_1$, где R_1 — активное сопротивление статорной обмотки АД.

Реально наименьшее значение выходной частоты преобразователя и соответствующее ему значение u_{f1} полезно выбирать из условия $f_{1min} \cong \omega_{0ном} p_п s_c / 2\pi$, при котором пусковой момент АД будет близок моменту сил сопротивления на валу двигателя. Здесь s_c — скольжение АД при его статической нагрузке. При подобном выборе зона нечувствительности по сигналу управления скоростью АД будет минимальной и движение электропривода начнется практически одновременно с началом увеличения сигнала управления.

При вентиляторной нагрузке на валу АД, для которой $M_c \cong \omega^2$, соотношение между u_f и u_u должно обеспечивать закон управления, близкий к постоянству U_1/f_1^2 [14]. На рис. 6.25 это соотношение отражено в ФП штриховой линией. Начальные значения частоты и напряжения на выходе ПЧ, которые выбираются из тех же соображений, что и при $M_c = \text{const}$, будут при этом заметно меньше за счет меньших значений пусковых моментов.

При регулировании скорости АД выше номинальной для привода механизмов, имеющих в данном диапазоне скоростей постоянную мощность нагрузки, напряжение питания АД сохраняется равным номинальному значению. При этом допустимый момент АД убывает в первом приближении обратно пропорционально увеличению частоты, а перегрузочная способность АД по моменту уменьшается обратно пропорционально частоте.

Для ограничения токов и моментов АД при его пуске принято ограничивать темп изменения напряжения управления u_y за счет включения в цепь управления задатчика интенсивности.

В статическом режиме разомкнутая система частотного управления (см. рис. 6.25) с приведенными выше соотношениями U_1/f_1 практически обеспечивает сохранение номинальной перегрузочной способности АД в диапазоне изменения частоты не более (8 ... 10) : 1 при постоянной нагрузке и (10 ... 25) : 1 — при вентиляторной [14]. При сохранении же заданной точности регулирования скорости АД диапазон ее регулирования в разомкнутой системе частотного управления значительно меньше, при постоянной нагрузке и точности регулирования 10 % он не превышает диапазона 3:1. Недостатком разомкнутой системы частотного управления является и отсутствие ограничений переменных электропривода (моментов, токов, напряжений) при возможных перегрузках со стороны рабочего механизма или отклонениях напряжения питающей сети.

Замкнутые системы частотного управления. Формирование требуемых статических и динамических свойств асинхронного частотно-регулируемого электропривода возможно лишь в замкнутой

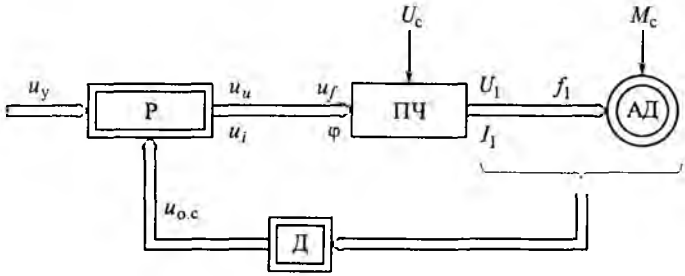


Рис. 6.26. Функциональная схема замкнутой системы ПЧ — АД со скалярным управлением

системе регулирования его координат. Обобщенная функциональная схема подобной системы (рис. 6.26) кроме АД и управляемого преобразователя частоты (ПЧ) содержит регуляторы Р и датчики Д переменных электропривода. Управляющими воздействиями u_y на входе регуляторов могут быть сигналы задания любых координат электропривода — скорости, угла поворота ротора АД, тока статора, магнитного потока и т. п. Возмущающими воздействиями на электропривод могут быть моменты сил сопротивления M_c на валу АД или колебания напряжения питающей электропривод сети U_c. Входными сигналами датчиков являются переменные АД, доступные для непосредственного их измерения (частота, напряжение и ток статора, скорость ротора, магнитный поток в воздушном зазоре АД) или определяемые расчетным путем с помощью математической модели АД (ЭДС, потокосцепления статора, ротора и т. п.). Выходные сигналы регуляторов, зависящие от управляющих воздействий, сигналов обратных связей $u_{o.c}$ и принятых алгоритмов регулирования, являются сигналами управления частотой u_f, выходным напряжением u_u и током u_i преобразователя частоты.

Рассмотрим примеры замкнутых систем скалярного управления, наиболее распространенных в промышленных электроприводах.

Вариант функциональной схемы системы частотного управления АД с обратной связью по току статора представлен на рис. 6.27. Здесь сигналы i_{sa} и i_{sc}, пропорциональные мгновенным значениям токов фаз A и C обмоток статора, с выхода датчиков тока $ДТ_a$ и $ДТ_c$ поступают в функциональный преобразователь тока ФТ, где формируются выходные сигналы I_1 и I_{1a}, пропорциональные соответственно действующему значению тока статора и активной составляющей этого тока. В узлах $\sum_1$ и $\sum_2$ суммируются сигналы управления и обратных связей, поступающие с функциональных устройств А1, А2 и А3. Устройство А4 обеспечивает прохождение сигнала I_1 на вход А3 лишь при его превышении на

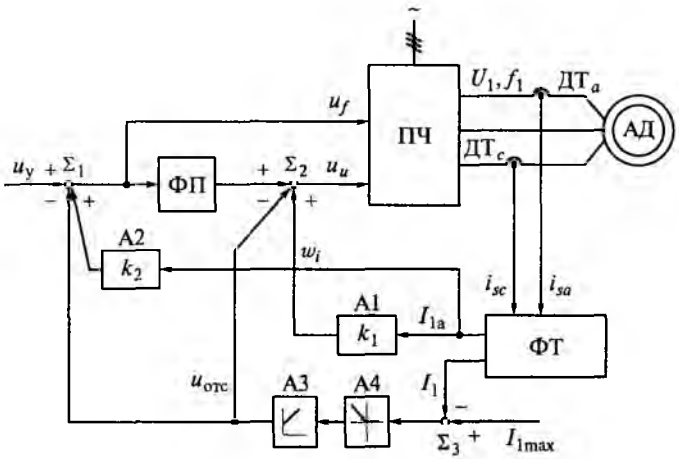


Рис. 6.27. Функциональная схема системы ПЧ — АД с обратной связью по току статора

сумматоре Σ_3 сигнала I_{1max}, пропорционального действующему значению максимально допустимого тока статора АД.

Назначение каждого из контуров обратных связей и их влияние на свойство электропривода целесообразно рассмотреть в отдельности. Так, при действии лишь положительной обратной связи по току со стороны А1 по мере увеличения момента статической нагрузки АД и соответствующего увеличения тока статора на вход сумматора Σ_2 поступает дополнительный сигнал u_i, увеличивающий сигнал u_u. В итоге по мере увеличения тока статора увеличивается и выходное напряжение ПЧ. При этом его выходная частота, определяемая сигналом u_f, остается постоянной. Повышение напряжения на обмотках статора АД способствует компенсации падения напряжения на полном их сопротивлении и, в результате, увеличению потока намагничивания АД.

Степень компенсации определяется коэффициентом усиления k_1 цепи положительной обратной связи по току. Очевидно, чем больше k_1, тем больше будет поток при том же абсолютном скольжении. Предел увеличения k_1 определяется условиями устойчивости замкнутой системы управления и допустимыми значениями потока намагничивания и напряжения питания АД.

По мере снижения частоты питания полное сопротивление цепи намагничивания и, следовательно, падение напряжения в статоре АД уменьшаются. Поэтому для стабилизации и ограничения потока намагничивания в замкнутой по полному току системе степень компенсации падения напряжения, т.е. коэффициент k_1, надо уменьшать по мере снижения частоты выходного напряжения ПЧ.

Подобный недостаток отсутствует при использовании обратной связи по активной составляющей тока статора. Если в каче-

стве сигнала обратной связи принять активную составляющую тока статора, как показано на рис. 6.27, то постоянство потокосцепления статора будет сохраняться при неизменном коэффициенте k_1.

При частотном управлении АД с подобной обратной связью по току возможна реализация механических характеристик электропривода с повышенной перегрузочной способностью по моменту и жесткостью, близкой к естественной лишь в небольшом диапазоне регулирования скорости.

Влияние положительной обратной связи по току со стороны устройства А2 связано с одновременным воздействием на выходные частоту и напряжение ПЧ. За счет одновременного их увеличения при росте нагрузки на валу АД соответственно увеличивается скорость идеального холостого хода АД, обеспечивая тем самым стабилизацию его скорости, и сохраняется постоянство перегрузочной способности АД по моменту. Увеличение коэффициента усиления k_2 устройства А2, способствующее повышению жесткости механической характеристики АД, ограничено условиями устойчивости замкнутой системы управления и допустимыми значениями частоты и напряжения питания АД.

Совокупность положительных обратных связей по току с использованием устройств А1 и А2 за счет стабилизации скорости последними позволяет заметно повысить жесткость механических характеристик АД и при постоянной статической нагрузке увеличить диапазон регулирования скорости вниз от номинальной до 10:1[14]. Достоинство подобных систем заключается в отсутствии тахогенератора на валу АД.

Для защиты преобразователя частоты и двигателя от перегрузок по току используется режим токовой отсечки с помощью сумматора $\sum_3$ и устройства А4 (см. рис. 6.27). При $I_1 > I_{1\max}$ на вход ПИ-регулятора тока отсечки А3 поступает сигнал превышения тока статора выше допустимого. Выходной сигнал А3 $u_{\text{отс}}$ может воздействовать как на уменьшение выходного напряжения ПЧ (узел $\sum_2$), так и одновременно на уменьшение частоты питания АД (узел $\sum_1$).

При воздействии только на выходное напряжение преобразователя, при условии, что регулятор А3 имеет интегральный канал регулирования, за счет отрицательной обратной связи по току преобразователь ПЧ из источника напряжения переходит в режим источника тока. Тогда при постоянстве тока статора АД за счет большего коэффициента обратной связи регулятора А3 (для ПИ-регулятора — бесконечно большого), чем устройства А1, при снижении скорости будут уменьшаться поток и момент двигателя, вызывая опрокидывание механической характеристики АД. Подобный режим работы отсечки используется лишь совместно с одновременным воздействием на выходную частоту преобразователя.

За счет поступающего на сумматор $\sum_1$ сигнала отрицательной обратной связи по току статора (более сильного, чем со стороны устройства А2) совместно со стабилизацией тока осуществляется снижение его частоты и, следовательно, скорости идеального холостого хода АД. Тем самым обеспечивается постоянство магнитного потока, абсолютного скольжения и, в итоге, момента двигателя. Однако статическая и динамическая точности стабилизации указанных переменных ограничены условиями устойчивости замкнутых контуров регулирования.

Увеличение диапазона регулирования по скорости АД можно получить за счет введения в рассмотренную систему управления отрицательной обратной связи по скорости. Функциональная схема подобной системы при питании от ПЧ как источника напряжения приведена на рис. 6.28. Здесь канал отрицательной обратной связи по скорости включает в себя тахогенератор ТГ как датчик обратной связи, узел $\sum_5$ суммирования напряжений управления скоростью АД u_y и обратной отрицательной связи по скорости $u_{o.c}$, регулятор абсолютного скольжения А5, блок БО ограничения его выходного напряжения u_{PC}, а также узел $\sum_4$ суммирования напряжения u_{PC} и результирующего напряжения u_{y1} с выхода сумматора $\sum_1$.

По мере увеличения нагрузки на валу АД (от момента M_1 до момента M_2 на рис. 6.29) за счет уменьшения скорости АД и, следовательно, сигнала $u_{o.c}$ увеличивается сигнал рассогласования $\delta_s = u_y - u_{o.c} \equiv \omega_{00} - \omega \equiv s_a$, пропорциональный абсолютному скольжению двигателя. Здесь ω_{00} — заданная скорость идеального холостого хода АД, соответствующая исходному сигналу управления u_y;

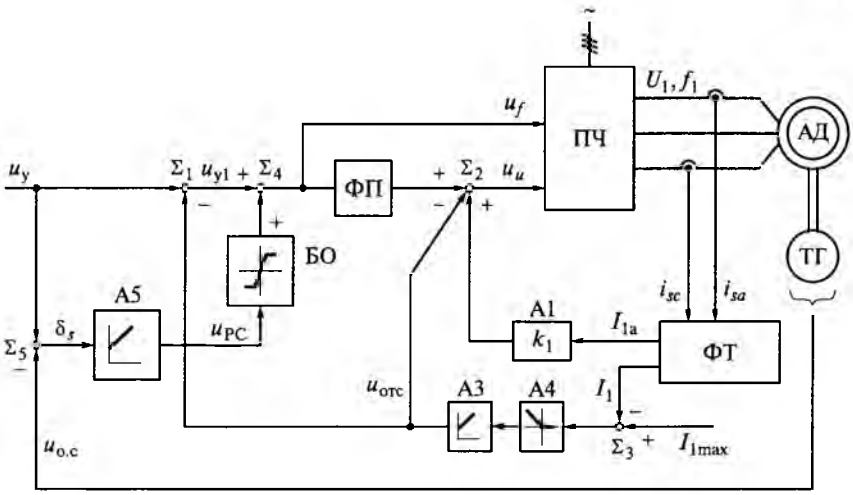


Рис. 6.28. Функциональная схема системы ПЧ — АД с обратной связью по скорости

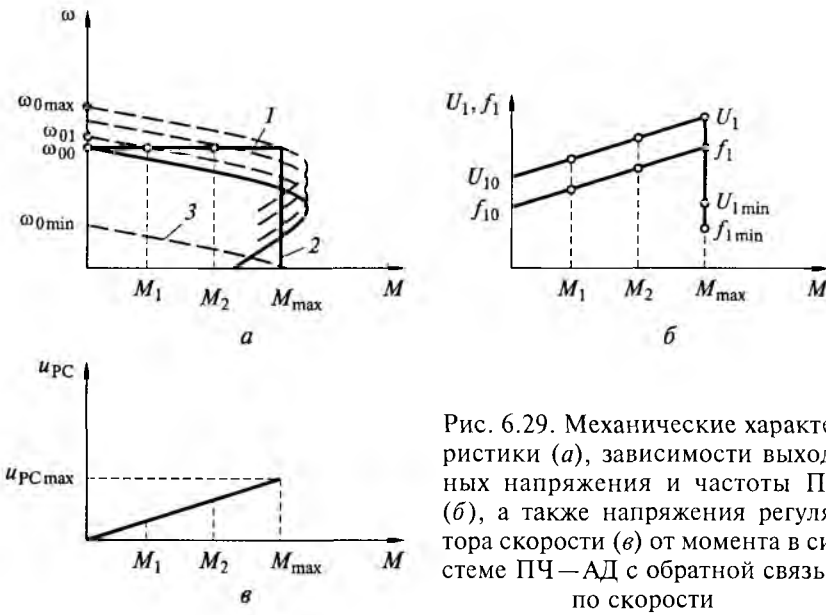


Рис. 6.29. Механические характеристики (*а*), зависимости выходных напряжения и частоты ПЧ (*б*), а также напряжения регулятора скорости (*в*) от момента в системе ПЧ—АД с обратной связью по скорости

ω — реальная скорость АД при заданной нагрузке на его валу. При $\delta_s \neq 0$ сигнал u_{PC} на выходе регулятора скольжения, суммируясь с сигналом $u_{y1} = u_y$ (при $I_1 < I_{1max}$), за счет интегральной составляющей передаточной функции регулятора А5 обеспечивает такое приращение сигнала управления u_f преобразователем частоты, при котором частота выходного напряжения ПЧ становится равной $f_{10}(1 + s_a)$. Одновременно с изменением частоты за счет функционального преобразователя ФП меняется по сравнению с начальным напряжением U_{10} и выходное напряжение преобразователя U_1 (см. рис. 6.29, *б*). При этом скорость двигателя восстанавливается до заданного значения ω_{00}, т.е. обеспечивается абсолютная жесткость механической характеристики АД (линия *1* на рис. 6.29, *а*).

При превышении максимально допустимого тока статора АД ($I_1 \geq I_{1max}$ и, соответственно, $M \geq M_{max}$), регулятор скольжения должен быть исключен из работы, например, путем ограничения его выходного сигнала u_{PC} на уровне u_{PCmax} (см. рис. 6.29, *в*). При этом вступают в работу отрицательные обратные связи по току статора с регулятором А3, обеспечивая за счет одновременного уменьшения частоты и напряжения статора АД до их минимальных значений f_{1min} и U_{1min} ограничение момента АД при $\omega = 0$ на уровне M_{max} (линия 2 на рис.6.29, *а*). Минимальная синхронная скорость двигателя ω_{0min} будет соответствовать значениям f_{1min} и U_{1min}, а механическая характеристика — линии *3* (см. рис. 6.29, *а*).

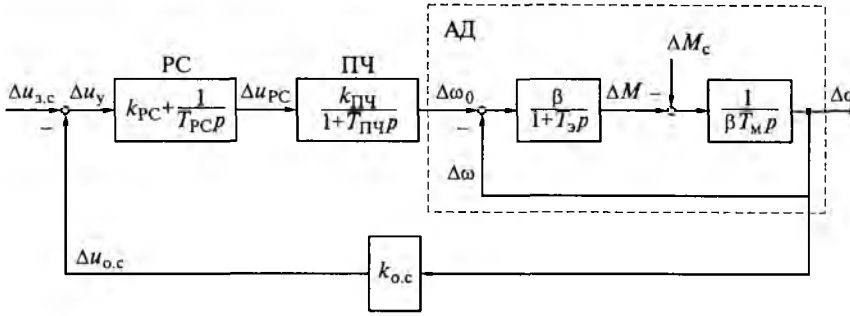


Рис. 6.30. Структурная схема системы ПЧ—АД с обратной связью по скорости

Устойчивость и динамические показатели качества регулирования скорости АД определяются выбором параметров пропорциональной и интегральной составляющих передаточных функций регуляторов А5 и А3.

На рис. 6.30 представлена структурная схема линеаризованной системы, функциональная схема которой приведена на рис. 6.28, при работе АД на участке механической характеристики в пределах значений абсолютного скольжения $s_а \le s_к$. На схеме приняты следующие обозначения [8]:

β — модуль жесткости линеаризованной механической характеристики АД ($\beta = 2M_к/(\omega_{0ном}\, s_к)$);

$T_э$ — эквивалентная электромагнитная постоянная времени цепей статора и ротора АД, определяемая по формуле $T_э = 1/(\omega_{0эл.ном} s_к)$, где $\omega_{0эл.ном}$ — угловая скорость электромагнитного поля АД при его номинальной частоте питания $f_{1ном} = 50$ Гц ($\omega_{0эл.ном} = 2\pi f_{1ном} = 314$ с$^{-1}$). Для АД общепромышленного исполнения $s_к \cong 0{,}05 \ldots 0{,}5$ (меньшие значения характерны для мощных двигателей), $T_э \cong (0{,}006 \ldots 0{,}06)$ с;

$k_{ПЧ}$ — передаточный коэффициент ПЧ ($k_{ПЧ} = \Delta\omega_0/\Delta u_{РС} = 2\pi\, \Delta f_1/(p_п \Delta u_{РС})$. При работе АД в зоне частот $f_1 \le f_{1ном} = 50$ Гц и номинальном сигнале управления преобразователем $u_{у.ПЧ\,ном}$ соотношение $\Delta f_1/\Delta u_{РС} = f_1/u_{у.ПЧ\,ном}$;

$T_{ПЧ}$ — постоянная времени цепи управления ПЧ, которая при высоких частотах модуляции выходного напряжения промышленных ПЧ (2...50 кГц) не превышает 0,001 с.

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости

$$W_{РС}(p) = \Delta u_{РС}/\Delta u_у = k_{РС} + 1/(T_{РС}p).$$

Передаточная функция цепи обратной связи по скорости двигателя

$$W_{о.с}(p) = \Delta u_{о.с}/\Delta\omega = k_{о.с}.$$

При номинальном сигнале управления электроприводом, равном $u_{з.с.ном}$, и соответствующей ему номинальной скорости АД $k_{о.с} = u_{з.с.ном}/\omega_{ном}$.

В соответствии со структурной схемой АД его результирующая передаточная функция по отношению к отклонению $\Delta\omega_0$

$$W_д(p) = \Delta\omega/\Delta\omega_0 = 1/(T_э T_м p^2 + T_м p + 1).$$

При $T_м \geq 4T_э$

$$W_д(p) = 1/(T_{01}p + 1)(T_{02}p + 1),$$

где

$$\frac{1}{T_{01}} = \frac{1}{2T_э}\left(1 + \sqrt{1 - \frac{4T_э}{T_м}}\right); \quad \frac{1}{T_{02}} = \frac{1}{2T_э}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4T_э}{T_м}}\right).$$

Если отнести постоянные T_{02} и $T_{ПЧ}$ к малым некомпенсируемым постоянным и в качестве оценки их влияния принять $T_μ = T_{02} + T_{ПЧ}$, то при настройке электропривода на модульный оптимум постоянная интегрирования и коэффициент передачи пропорциональной части регулятора РС определятся в соответствии с (5.8) так:

$$T_{РС} = k_{о.с} k_{ПЧ} a_μ T_μ; \quad k_{РС} = T_{01}/T_{РС}.$$

Системы частотно-токового управления. При частотно-токовом управлении АД питается от преобразователя частоты (ПЧТ), работающего в режиме источника тока. Подобный преобразователь может быть реализован на основе автономного инвертора тока (рис. 6.31, *а*), в состав которого входят управляемый выпрямитель УВ, обеспечивающий за счет отрицательной обратной связи по току нагрузки (датчик тока ДТ и регулятор тока РТ) совместно с фильтрующим дросселем Др режим управляемого источника постоянного тока, и инвертор тока ИТ, выполняющий функцию формирования требуемой частоты выходного тока. Реализация ПЧТ возможна и на основе преобразователей частоты с непосредственной связью НПЧ (рис. 6.31, *б*), в которых для каждой из вентильных групп имеется внутренний контур регулирования тока, а частота выходного тока НПЧ задается генератором частоты ГЧ. Контур регулирования тока ПЧТ, как правило, астатический, и параметры его ПИ-регулятора определяют так же, как и для ПИ-регулятора тока в электроприводах постоянного тока.

Отличительной особенностью ПЧТ является возможность двустороннего обмена энергией между питающей его сетью и двигателем с нереверсивным УВ за счет изменения направления противо-ЭДС инвертора и сохранения направления в нем выпрямленного тока.

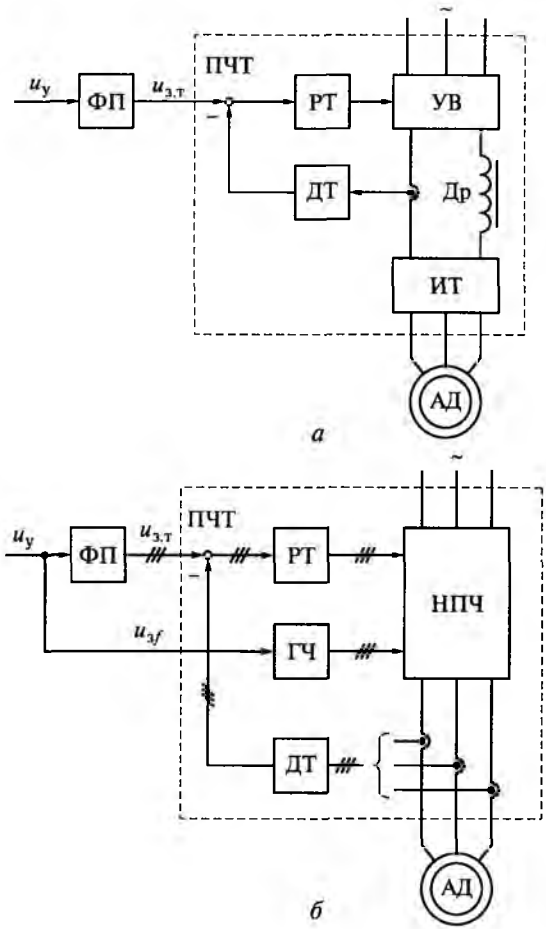


Рис. 6.31. Функциональные схемы систем ПЧ—АД при питании от источников тока на основе автономного инвертора (*а*) и преобразователя частоты с непосредственной связью (*б*)

Управление двигателем производится с помощью сигналов задания выходного тока $u_{з.т}$ и частоты $u_{зf}$ преобразователя ПЧТ. Оба сигнала, в свою очередь, зависят от общего сигнала управления $u_у$.

При питании АД от источника тока вследствие размагничивающего действия тока ротора магнитный поток АД заметно изменяется при изменении абсолютного скольжения. Поэтому для стабилизации магнитного потока АД при изменении его нагрузки в канал задания тока ПЧТ вводится функциональный преобразователь ФП, определяющий задание тока статора I_1 в функции абсолютного скольжения $s_а$. Зависимость $I_1 = F(s_а)$ и пропорциональ-

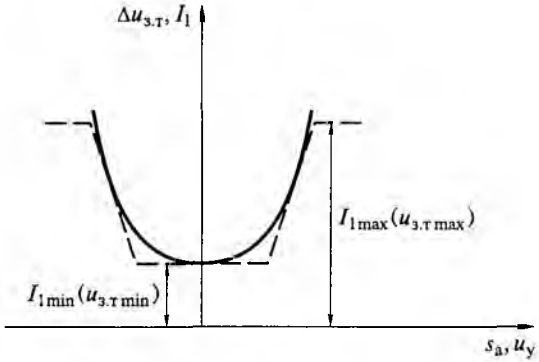


Рис. 6.32. Зависимость тока статора от абсолютного скольжения АД

ная ей зависимость $u_{з.т} = \Phi(u_у)$ являются нелинейными функциями (рис. 6.32), которые на рабочих участках механических характеристик АД отвечают условию $I_1^2 \cong s_а$. Кривые этих зависимостей симметричны относительно оси тока (задания тока), что определяется симметрией механических характеристик АД в двигательном и генераторном режимах его работы. Часто при технической реализации ФП пользуются линейной аппроксимацией зависимости $I_1 = f(s_а)$ (штриховая линия на рис. 6.32). Здесь значения $I_{1\max}$ и $u_{з.т\max}$ определяют максимально допустимый ток статора и сигнал его задания, а $I_{1\min}$ и $u_{з.т\min}$ — ток холостого хода АД и сигнал его задания.

Известные положительные свойства АД при его питании от ПЧТ, такие как независимость электромагнитного момента АД от частоты и возможность при заданном токе статора и абсолютном скольжении, равном критическому, обеспечить больший момент, чем при питании от источника напряжения, могут быть реализованы лишь в замкнутой системе, контролирующей абсолютное скольжение и ток двигателя в функции нагрузки. На рис. 6.33 представлена функциональная схема подобной системы частотно-токового управления АД. Источник тока реализован на основе управляемого выпрямителя УВ, ток нагрузки $I_н$ которого задается выходным напряжением $u_{РТ}$ регулятора тока РТ, пропорциональным разности напряжений $u_{з.т}$ на выходе ФП и $u_{о.т}$ датчика тока ДТ. Стабилизация скорости АД обеспечивается за счет регулятора скорости РС, на входе которого сравниваются напряжения задания скорости $u_{з.с}$ и обратной связи $u_{о.с}$ с выхода тахогенератора ТГ. Особенность схемы в том, что здесь автоматически формируются сигналы, пропорциональные абсолютному скольжению и заданию синхронной скорости АД.

Сигнал, пропорциональный $s_а$, формируется на выходе РС, поскольку $u_{з.с}$ пропорционально заданию скорости $\omega_{0з}$ идеального холостого хода АД, а $u_{о.с}$ — текущей скорости ротора ω, т.е.

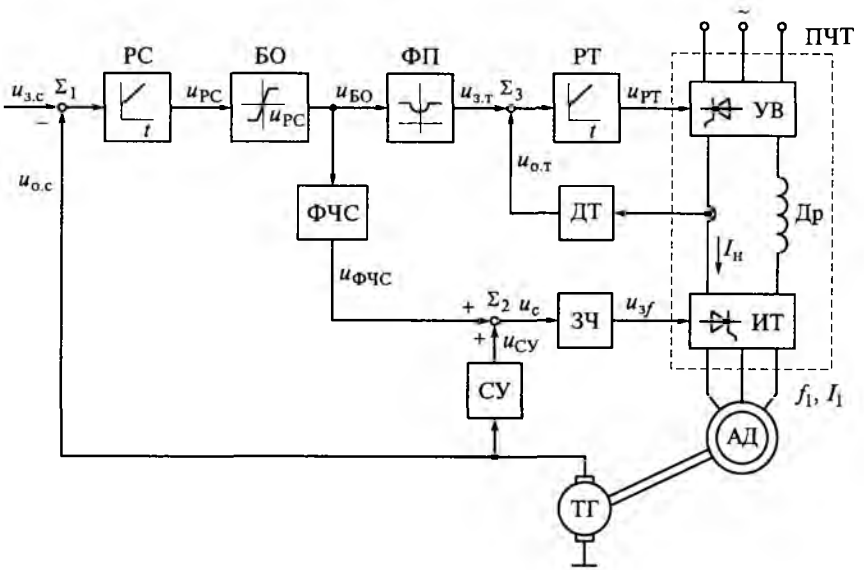


Рис. 6.33. Функциональная схема замкнутой системы ПЧ — АД с частотно-токовым управлением

$u_{РС} \cong (u_{з.с} - u_{о.с}) \cong (\omega_{0з} - \omega) = s_а\omega_{0\,ном}$. Если передаточный коэффициент формирователя частоты скольжения ФЧС выбрать таким образом, чтобы с учетом $\omega_{0\,ном}$ его выходной сигнал $u_{ФЧС}$ был пропорционален $(\omega_{0з} - \omega)$, то после суммирования этого сигнала с выходным сигналом $u_{СУ}$ согласующего устройства СУ, пропорциональным текущему значению ω, на выходе сумматора Σ_2 устройства задания частоты ЗЧ инвертора тока ИТ преобразователя ПЧТ будет сформирован сигнал

$$u_с = u_{ФЧС} + u_{СУ} \cong (\omega_{0з} - \omega) + \omega = \omega_{0з}.$$

В итоге на выходе ЗЧ будет сигнал задания частоты выходного тока ПЧТ $u_{зf} \cong u_{з.с} \cong \omega_{0з}$, определяющий задание синхронной скорости АД.

Поскольку электромагнитный момент двигателя пропорционален квадрату тока статорной обмотки ($M \cong I_1^2$), который, в свою очередь, пропорционален абсолютному скольжению ($I_1^2 \cong s_а$), выходной сигнал РС пропорционален $s_а$ и является сигналом задания электромагнитного момента АД. Поэтому выходным напряжением $u_{БО}$ блока ограничения БО на выходе РС можно воздействовать и на ограничение максимального момента АД.

Перед пуском двигателя ($u_{з.с} = 0$, $u_{РС} = 0$) сигнал задания частоты преобразователя $u_{зf} = 0$ и за счет характеристики ФП ($u_{з.т\,min} \neq 0$) в АД задается постоянный ток, обеспечивающий поток намагничивания и режим динамического торможения АД. С увеличением $u_{з.с}$

возрастает сигнал задания частоты, ток статора становится переменным с заданной частотой и двигатель начинает вращение под действием максимального момента, установленного сигналом $u_{з.с}$. Увеличение скорости будет происходить до тех пор, пока не сравняются сигналы задания и обратной связи по скорости двигателя. После этого выходной сигнал РС при отсутствии статической нагрузки на валу АД вновь установится равным нулю, но за счет положительной обратной связи по скорости уже при $u_{зf} \neq 0$. Поток холостого хода АД будет при этом создаваться переменным током I_{1min} (см. рис. 6.32).

Для построения структурной схемы электропривода, показанного на рис. 6.33, определим передаточные функции его отдельных звеньев и условия, при которых момент АД будет однозначно зависеть от абсолютного скольжения.

Передаточная функция между заданной скоростью идеального холостого хода АД $\omega_{0з}$ и сигналом задания частоты на входе ПЧТ $u_{зf}$ определяется соотношением

$$W_f(p) = \Delta\omega_{0з}/\Delta u_{зf} = 2\pi k_f/p_п, \qquad (6.37)$$

где k_f — передаточный коэффициент ПЧТ, $k_f = \Delta f_з/\Delta u_{зf} = f_{ном}/u_{зf ном}$.

В соответствии с рис. 6.33

$$\Delta u_{зf} = k_{зч}(k_{фчс}\Delta u_{рс} + k_{су}k_{о.с}\Delta\omega), \qquad (6.38)$$

где $k_{зч}$, $k_{фчс}$, $k_{су}$, $k_{о.с}$ — передаточные коэффициенты устройств ЗЧ, ФЧС, СУ и цепи обратной связи по скорости АД; $k_{зч} = \Delta u_{зf}/\Delta u_{з.с}$; $k_{фчс} = \Delta u_{фчс}/\Delta u_{з.с}$; $k_{су} = \Delta u_{су}/\Delta u_{о.с}$; $k_{о.с} = \Delta u_{о.с}/\Delta\omega$.

При питании АД от источника тока его передаточная функция относительно изменений электромагнитного момента и разности изменений заданной скорости идеального холостого хода и текущего значения скорости

$$W_м(p) = \Delta M/(\Delta\omega_{0з} - \Delta\omega) = \beta_т/(T_{э.т}p + 1).$$

Здесь $\beta_т$ — жесткость механической характеристики, определяемая по формуле $\beta_т = 2M_{к.т}/(\omega_{0ном}s_{к.т})$, где $M_{к.т}$ и $s_{к.т}$ — соответственно критический момент и критическое скольжение АД при питании его от источника тока; $T_{э.т}$ — эквивалентная электромагнитная постоянная времени, определяемая по формуле $T_{э.т} = 1/\omega_{0эл.ном}s_{к.т}$. Критическое скольжение АД при питании от источника тока $s_{к.т} = R_2'/(x_{μн} + x_{2н}')$, где $x_{μн}$, $x_{2н}'$ и R_2' — соответственно индуктивное сопротивление цепи намагничивания, индуктивное и активное сопротивления обмотки ротора, приведенные к цепи статора АД при $\omega_{0ном}$.

Поскольку критическое скольжение АД при питании от источника тока заметно меньше, чем при питании от источника напряжения ($s_к \gg s_{к.т}$), то, следовательно, $\beta \ll \beta_т$, $T_э \ll T_{э.т}$. Физически это связано с заметным изменением магнитного потока АД

при изменении его нагрузки и, соответственно, большей инерционностью электромеханического преобразования энергии в АД при его питании от источника тока.

С учетом выражений (6.37), (6.38) можно записать

$$(\Delta\omega_{0з} - \Delta\omega) = (2\pi k_f/p_п)k_{зч}(k_{ФЧС}\Delta u_{РС} + k_{СУ}k_{о.с}\Delta\omega) - \Delta\omega =$$
$$= (2\pi k_f/p_п)k_{зч}k_{ФЧС}\Delta u_{РС} + (2\pi k_f/p_п)k_{СУ}k_{о.с}\Delta\omega - \Delta\omega.$$

Тогда при выборе передаточных коэффициентов функциональных устройств электропривода из условия $(2\pi k_f/p_п)k_{СУ}k_{о.с} = 1$ получим

$$(\Delta\omega_{0з} - \Delta\omega) = k_м\Delta u_{РС},$$

где $k_м = (2\pi k_f/p_п)k_{зч}k_{ФЧС}$.

Отсюда передаточная функция АД между изменением электромагнитного момента АД и изменением сигнала на выходе РС

$$W_м(p) = \Delta M/\Delta u_{РС} = k_м\beta_т/(T_{э.т}p + 1). \qquad (6.39)$$

Соответствующая выражению (6.39) структурная схема линеаризованной системы с частотно-токовым управлением представлена на рис. 6.34. Здесь $T_{м.т}$ — электромеханическая постоянная времени АД при питании от источника тока ($T_{м.т} = J/\beta_т$).

Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{РС}(p) = \Delta u_{РС}/\Delta u_у.$$

Результирующая передаточная функция объекта регулирования, включающего ПЧТ и АД,

$$W_о(p) = \Delta\omega/\Delta u_{РС} = k_м/[(T_{э.т}p + 1)T_{м.т}p].$$

Если отнести постоянную $T_{э.т}$ к малой некомпенсируемой постоянной времени, т.е. $T_μ = T_{э.т}$, то при настройке электропривода на модульный оптимум передаточная функция РС

$$W_{РС}(p) = T_{м.т}/(a_μT_μk_{о.с}k_м) = k_{РС}.$$

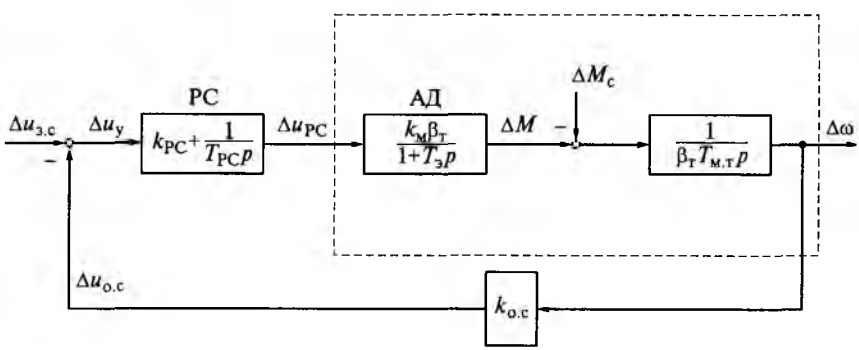


Рис. 6.34. Структурная схема системы ПЧ—АД с частотно-токовым управлением

При подобной настройке с пропорциональным РС для приводов малой и средней мощности, а также в связи с тем, что электромеханическая постоянная времени АД при питании от источника тока заметно меньше, чем при питании от источника напряжения, значения $k_{РС}$ получаются небольшими. В итоге результирующая жесткость механической характеристики привода в замкнутой системе невысока. Более высокая точность реализуется при настройке привода на симметричный оптимум с ПИ-регулятором скорости. При этом постоянная времени интегрирования и коэффициент передачи пропорциональной части регулятора РС определяются так:

$$T_{РС} = 2a_{\mu}T_{\mu}/k_{РС};\ k_{РС} = T_{м.т}/(a_{\mu}T_{\mu}k_{м}k_{о.с}).$$

Механические характеристики электропривода по схеме, показанной на рис. 6.33, подобны характеристикам электропривода постоянного тока с двухконтурной системой подчиненного регулирования тока и скорости (см. рис. 5.20).

6.2.3. Системы векторного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода

Понятия векторного управления [1, 8, 13]. Векторное управление частотно-регулируемого асинхронного электропривода связано как с изменением частоты и текущих значений переменных АД, так и со взаимной ориентацией их векторов в полярной или декартовой системе координат. За счет регулирования амплитудных значений переменных и углов между их векторами обеспечивается полное управление АД как в статике, так и в динамике, что дает заметное улучшение качества переходных процессов по сравнению со скалярным управлением. Именно этот факт и является определяющим при выборе систем с векторным управлением.

Информация о текущих значениях и пространственном положении векторов переменных АД может быть получена как прямым их измерением с помощью соответствующих датчиков, так и косвенно на основе математической модели АД. Конфигурация и сложность такой модели определяются техническими требованиями к электроприводу. В общем случае подобные системы с *косвенным* регулированием координат электропривода из-за нестабильности параметров АД и сложной их взаимосвязи уступают по своим статическим и динамическим показателям системам с *прямым* векторным управлением. При сложности вычислительных операций и алгоритмов управления электроприводом достоинство систем с косвенным регулированием заключается в простоте технических решений и, следовательно, в практической надежности.

При векторном управлении АД может питаться как от источника напряжения, так и от источника тока. Вариант *частотно-токового* векторного управления является наиболее распространенным, поскольку при регулировании тока независимо от частоты питания АД обеспечивается регулирование и его момента. Это не только упрощает схему управления, но и одновременно ограничивает перегрев двигателя. При этом напряжения на обмотках статора АД устанавливаются автоматически в зависимости от его режима работы.

К числу основных допущений при математическом описании электромагнитных процессов в АД принято относить: синусоидальность распределения намагничивающих сил обмоток двигателя вдоль окружности воздушного зазора; отсутствие потерь в стали статора и ротора; симметричность сдвига осей обмоток статора и ротора на 120°; отсутствие насыщения магнитной цепи двигателя. Подобные допущения и переход от трехфазной модели двигателя к эквивалентной ей двухфазной, когда текущие переменные статора и ротора заменяются их проекциями на взаимно перпендикулярные оси координат *x*, *y*, вращающиеся с синхронной скоростью магнитного поля двигателя, существенно упрощают математическую модель двигателя и позволяют на ее основе создавать системы векторного управления с подчиненным регулированием координат аналогично электроприводам постоянного тока.

В наиболее общем случае система векторного управления асинхронным электроприводом должна решать задачи регулирования и стабилизации момента и скорости двигателя.

Момент АД формируется за счет воздействий на абсолютные значения векторов потокосцепления статора $\bar{\Psi}_1$, основного потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$, потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2$, токов статора $\bar{I}_1$ и ротора $\bar{I}_2'$, а также фазовых сдвигов между ними. От того, какие векторы выбраны в качестве регулируемых, зависят принцип построения и техническая реализация систем управления электроприводом.

Если при определении момента воспользоваться выражением

$$\bar{M} = \frac{3}{2} p_\text{п} \left[\bar{\Psi}_\mu \times \bar{I}_1 \right], \qquad (6.40)$$

то в качестве регулируемых будут выбраны векторы $\bar{\Psi}_\mu$ и $\bar{I}_1$. Их векторные диаграммы при ориентации по вектору потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$ оси *x* системы координат *x*, *y*, вращающейся с синхронной скоростью поля двигателя, представлены на рис. 6.35, *а*. Здесь же показаны векторы токов намагничивания $\bar{I}_\mu$, ротора $\bar{I}_2'$ и проекции векторов тока статора и ротора на оси *x*, *y*, а также на оси α, β неподвижной системы координат, связанной со статором АД.

Анализ рис. 6.35, *а* позволяет интерпретировать АД как эквивалентную машину постоянного тока. Если ротор АД сопоставить яко-

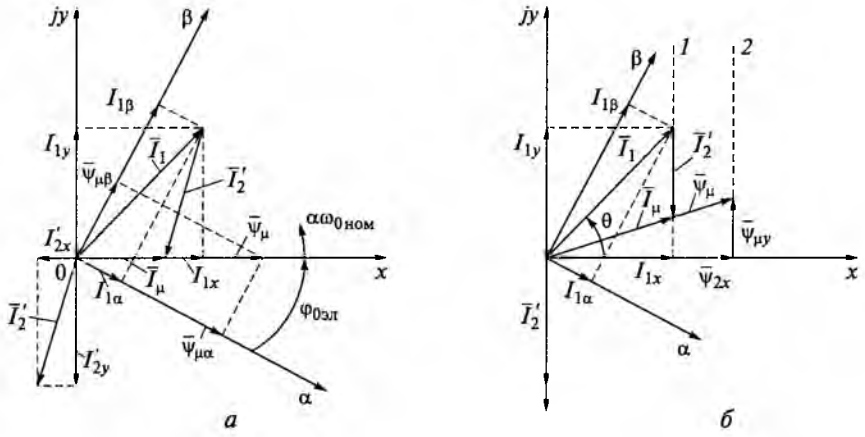


Рис. 6.35. Векторные диаграммы переменных АД при ориентации системы координат *x*, *y* по основному потокосцеплению (*а*) и по потокосцеплению ротора (*б*)

рю двигателя постоянного тока (ДПТ), а статорные обмотки — обмоткам возбуждения ДПТ, то составляющая тока статора I_{1x}, синфазная потокосцеплению $\bar{\Psi}_\mu$, может интерпретироваться как ток возбуждения ДПТ, составляющая I_{1y} — как ток его компенсационной обмотки, составляющая I'_{2y} — как поперечная составляющая поля якоря ДПТ, составляющая I'_{2x} — как размагничивающая продольная реакция якоря. Из рис. 6.35, *а* видно, что потокосцепление $\bar{\Psi}_\mu$ определяется током $\bar{I}_\mu = \bar{I}_1 + \bar{I}'_2$. Следовательно, в системе координат *x*, *y*, связанной с вектором потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$, составляющие I_{1y} и I'_{2y} равны и имеют разные знаки, а встречно направленные составляющие I_{1x} и I'_{2x} определяют модуль потокосцепления $\left|\bar{\Psi}_\mu\right| = L_{12}(I_{1x} + I'_{2x})$, где L_{12} — взаимная индуктивность обмоток статора и ротора АД.

В приведенной интерпретации отличительные особенности АД от ДПТ состоят в том, что на статоре АД нет отдельных обмоток, эквивалентных обмотке возбуждения и обмотке, компенсирующей поперечную реакцию якоря (указанные обмотки как бы совмещены в одной обмотке статора), а ось *x*, связанная с вектором потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$, вращается относительно статора со скоростью $\alpha\omega_{0\text{ном}}$, где $\alpha = f_1/f_{1\text{ном}}$ — относительная частота напряжения питания статора АД; $\omega_{0\text{ном}} = 2\pi f_{1\text{ном}}/p_\text{п}$ — синхронная угловая скорость вращения магнитного поля при номинальной частоте напряжения питания $f_{1\text{ном}}$ и числе пар полюсов $p_\text{п}$ статора АД.

Особенности формирования момента в соответствии с выражением (6.40) определяют основные положения при технической реализации системы векторного управления АД. Так, вектор $\bar{\Psi}_\mu$ может быть определен по его проекциям $\Psi_{\mu\alpha}$ и $\Psi_{\mu\beta}$ на оси α и β (см.

рис. 6.35, *а*): $\bar{\Psi}_\mu = \bar{\Psi}_{\mu\alpha} + \bar{\Psi}_{\mu\beta}$. Каждая из составляющих может быть непосредственно измерена с помощью датчиков Холла, установленных в воздушном зазоре между статором и ротором АД. При этом модуль потокосцепления $|\Psi_\mu| = \sqrt{\Psi_{\mu\alpha}^2 + \Psi_{\mu\beta}^2}$, а угол между осями α, β неподвижной системы координат и осями *x*, *y* системы координат, вращающейся со скоростью $\alpha\omega_{0\text{ном}}$,

$$\varphi_{0\text{эл}} = \arccos(\Psi_{\mu\alpha}/|\Psi_\mu|).$$

Составляющие вектора $\bar{I}_1$ в системе координат α, β при условии инвариантности мощности АД в двухфазной и трехфазной системах координат могут быть определены через токи фаз статора I_{1A}, I_{1B}, I_{1C}:

$$I_{1\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1A}; \quad I_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{1B} - I_{1C}).$$

При том же условии составляющие вектора тока в системе координат *x*, *y*

$$\begin{aligned} I_{1x} &= I_{1\alpha}\cos\varphi_{0\,\text{эл}} + I_{1\beta}\sin\varphi_{0\,\text{эл}}; \\ I_{1y} &= -I_{1\alpha}\sin\varphi_{0\,\text{эл}} + I_{1\beta}\cos\varphi_{0\,\text{эл}}. \end{aligned} \qquad (6.41)$$

Составляющие I_{1x} и I_{1y} не зависят от частоты питания АД и по своей форме являются постоянными. С учетом этого система векторного управления может строиться аналогично системам управления двигателями постоянного тока, в которых составляющая I_{1x} тока статора определяет потокосцепление ψ_μ АД (магнитный поток ДПТ), а составляющая I_{1y} является моментной составляющей тока статора (подобна току якоря ДПТ).

Таким образом, система векторного управления с опорным вектором потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$ должна иметь два канала управления — модулем ψ_μ и угловой скоростью ротора АД. По аналогии с ДПТ канал управления скоростью должен содержать внутренний контур управления составляющей тока статора I_{1y}, эквивалентной току якоря ДПТ, и внешний контур управления угловой скоростью ротора. Канал управления модулем потокосцепления ψ_μ должен содержать контур управления составляющей тока статора I_{1x}, эквивалентной току возбуждения ДПТ. Хотя по своей функции этот канал и подобен каналу управления магнитным потоком ДПТ, он более сложен, поскольку взаимосвязь модуля ψ_μ, составляющих тока и напряжения статора по оси *x* характеризуется дифференциальными уравнениями второго порядка. На этот канал оказывает влияние и составляющая тока статора I_{1y} в виде трансформаторных ЭДС, пропорциональных рассеяниям статора и ротора.

Важной особенностью системы управления с опорным вектором потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$ является возможность его прямого измерения с помощью датчиков, установленных в воздушном зазоре АД. Подобные системы имеют более высокие показатели качества

управления по сравнению с системами, где используется косвенный (расчетный) путь определения сигналов обратных связей.

Если при определении момента воспользоваться выражением

$$\bar{M} = \frac{3}{2} p_{\text{п}} \frac{L_{12}}{L_2'} \left[\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1 \right], \tag{6.42}$$

где L_2' — индуктивность обмотки ротора, приведенная к цепи статора, то в качестве регулируемых будут выбраны векторы $\bar{\Psi}_2$ и $\bar{I}_1$. Их векторные диаграммы при ориентации $\bar{\Psi}_2$ по оси x системы координат x, y представлены на рис. 6.35, *б*. Здесь же показаны векторы токов намагничивания $\bar{I}_\mu$, ротора $\bar{I}_2'$ и проекции векторов тока статора и ротора на оси x, y и α, β. При этом

$$\begin{aligned} &\bar{\Psi}_{2x} = L_2' I_{2x}' + L_{12} I_{1x} = \Psi_2; \qquad && \bar{\Psi}_{2y} = L_2' I_{2y}' + L_{12} I_{1y} = 0; \\ &I_{2x}' = 0; && I_{2y}' = -\Psi_2 \omega_{0\text{ном}} s_{\text{а}} / R_2', \end{aligned} \tag{6.43}$$

т.е. в установившемся режиме вектор тока ротора $\bar{I}_2'$ перпендикулярен вектору $\bar{\Psi}_2$, отстает от него на угол 90 эл. град., а его модуль при $\Psi_2 = \text{const}$ меняется пропорционально абсолютному скольжению.

В двигательном режиме вектор тока статора $\bar{I}_1$ опережает вектор $\bar{\Psi}_2$ на угол $0 = \operatorname{arctg}(L_2' \omega_{0\text{ном}} s_{\text{а}} / R_2')$, его составляющая $I_{1x} = \Psi_2 / L_{12}$ определяет потокосцепление ротора Ψ_2, а составляющая $I_{1y} = \Psi_2 L_2' \omega_{0\text{ном}} s_{\text{а}} / (L_{12} R_2')$ компенсирует влияние на него реакции ротора.

В соответствии с выражениями (6.42) и (6.43) электромагнитный момент АД определяется взаимодействием ортогональных составляющих потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2 = \Psi_{2x} = L_{12} I_{1x}$ и тока статора I_{1y}. Таким образом, при стабилизации $\bar{\Psi}_2$, как и при стабилизации $\bar{\Psi}_\mu$, система векторного управления будет подобна системам управления двигателями постоянного тока, где составляющая I_{1x} тока статора определяет потокосцепление $\bar{\Psi}_2$ АД (магнитный поток ДПТ), а составляющая I_{1y} является моментной составляющей тока статора (аналогично току якоря ДПТ).

Векторные диаграммы на рис. 6.35 позволяют дать физическую интерпретацию принципа построения систем векторного управления АД по аналогии с управлением машиной постоянного тока. Так, в системах управления с ориентацией вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_2$ по оси x при отсутствии задания скорости АД и статической нагрузки на его валу ($M_{\text{с}} = 0$) должно обеспечиваться задание исходного потокосцепления $\bar{\Psi}_2$ лишь за счет составляющей тока статора I_{1x}. При этом вектор тока статора $\bar{I}_1$, равный по модулю току I_{1x}, будет совпадать по направлению с вектором $\bar{\Psi}_2$, равным по модулю потокосцеплению Ψ_{2x}. Если подобного совпадения не произойдет, то появление составляющей $I_{1y} \neq 0$ приведет согласно выражению (6.42) к возникновению электромагнитного

момента $M \neq 0$ и при $M_c = 0$ начнется движение вала ротора АД. Тогда за счет обратной связи по скорости (либо по ЭДС) двигателя система должна обеспечить фазовый поворот вектора $\bar{I}_1$ до его совпадения с вектором $\bar{\Psi}_2$, при котором электромагнитный момент станет равным нулю и произойдет останов двигателя. При неподвижном роторе ($f_1 = 0$, $\alpha\omega_{0ном} = 0$) и отсутствии статической нагрузки вектор $\bar{\Psi}_2$ будет неподвижным в пространстве, а ток I_1 — постоянным во времени. Система координат *x*, *y* также будет неподвижна. Подобное состояние АД аналогично условию подачи постоянного тока в обмотку возбуждения ДПТ без подключения его якорной цепи к источнику напряжения.

При поступлении сигнала задания скорости АД система управления сначала обеспечивает поворот вектора $\bar{I}_1$ относительно $\bar{\Psi}_2$ и, в итоге, возникновение электромагнитного момента $M \neq 0$, под действием которого при $M > M_c$ начинается движение вала ротора АД. Это движение будет происходить до тех пор, пока реальная скорость АД не сравняется с заданным значением. При их равенстве вектор $\bar{I}_1$ вновь устанавливается по направлению вектора $\bar{\Psi}_2$, а электромагнитный момент становится равным нулю. Однако в отличие от предыдущего режима ток статора является уже переменным во времени, а вектор $\bar{\Psi}_2$ вращается в пространстве со скоростью, пропорциональной частоте тока. С той же скоростью вращается и система координат *x*, *y*. Поэтому составляющие I_{1x} и Ψ_{2x} остаются на прежнем уровне. АД работает в режиме идеального холостого хода со скоростью, также связанной с заданной частотой тока статора. Подобное состояние АД аналогично режиму идеального холостого хода ДПТ, когда при постоянном его возбуждении и $M_c = 0$ якорная цепь ДПТ подключена к регулируемому источнику постоянного напряжения.

При увеличении нагрузки на валу АД система управления должна обеспечивать поворот вектора $\bar{I}_1$ относительно вектора $\bar{\Psi}_2$ таким образом, чтобы, во-первых, составляющая I_{1x} оставалась неизменной, сохраняя постоянство потокосцепления Ψ_{2x}, а, во-вторых, составляющая I_{1y} увеличивалась до значения, при котором электромагнитный момент становился равным моменту сил сопротивления на валу АД и двигатель выходил бы на установившийся режим работы.

На векторной диаграмме рис. 6.35, *б* вектор $\bar{I}_1$ по мере увеличения нагрузки скользит по линии *1*, перпендикулярной вектору $\bar{\Psi}_2$. Результирующая составляющая токов статора и ротора по оси *y* создает составляющую потокосцепления $\Psi_{\mu y}$. При этом конец вектора $\bar{\Psi}_\mu$ скользит по прямой *2*, также перпендикулярной вектору $\bar{\Psi}_2$. Таким образом, при увеличении нагрузки двигателя и стабилизации $\bar{\Psi}_2$ поток намагничивания машины также увеличивается, что необходимо учитывать при реализации системы управления приводом со стабилизацией потокосцепления ротора.

Особенностью систем управления с опорным вектором потокосцепления Ψ_2 является более простая, чем при опорном векторе Ψ_μ, структура управления. В соответствии с рис. 6.35, *б* она должна иметь два канала управления — потокосцеплением Ψ_2 и скоростью двигателя. Канал управления Ψ_2 двухконтурный: внутренний контур управляет составляющей I_{1x} тока статора, внешний — модулем потокосцепления ротора. Двухконтурным может быть и канал управления скоростью АД: внутренний контур управляет составляющей I_{1y} тока статора, внешний — угловой скоростью ротора.

Недостаток систем с опорным вектором потокосцепления ротора в том, что определение этого вектора возможно лишь расчетным путем на основе параметров АД, как правило, известных не точно и изменяющихся при работе двигателя.

При стабилизации потокосцепления ротора (Ψ_2 = const) механические характеристики АД подобны характеристикам ДПТ с независимым возбуждением. Поскольку теория и технические решения замкнутых систем управления электроприводом с ДПТ, имеющим независимое возбуждение, достаточно апробированы, то понятна привлекательность применения систем векторного управления с управлением по потоку ротора.

Структурная схема АД при управлении по вектору потокосцепления ротора. Динамические свойства короткозамкнутого АД при питании от источника напряжения в системе координат *x*, *y* при ориентации вектора потокосцепления ротора по оси *x* определяются следующими выражениями [8]:

$$U_{1x} = \frac{d\Psi_{1x}}{dt} + I_{1x}R_1 - \omega_{0\,эл}\Psi_{1y};$$
$$U_{1y} = \frac{d\Psi_{1y}}{dt} + I_{1y}R_1 + \omega_{0\,эл}\Psi_{1x} \qquad (6.44)$$

для статорной цепи и

$$0 = \frac{d\Psi_{2x}}{dt} + I'_{2x}R'_2;$$
$$0 = I'_{2y}R'_2 + (\omega_{0\,эл} - p_п\omega)\Psi_{2x} = I'_{2y}R'_2 + s_а\omega_{0\,эл\,ном}\Psi_{2x} \qquad (6.45)$$

для цепи ротора АД. Здесь U_{1x}, U_{1y} — проекции вектора напряжения питания статора АД.

Проекции векторов потокосцеплений статора и ротора на оси *x*, *y*:

$$\Psi_{1x} = L_1I_{1x} + L_{12}I'_{2x}; \qquad \Psi_{1y} = L_1I_{1y} + L_{12}I'_{2y}; \qquad (6.46)$$

$$\Psi_{2x} = L'_2I'_{2x} + L_{12}I_{1x}; \qquad \Psi_{2y} = 0 = L'_2I'_{2y} + L_{12}I_{1y}. \qquad (6.47)$$

Поскольку при ориентации вектора потокосцепления ротора по оси x в системе управления АД представляет интерес определение зависимостей между переменными Ψ_2 и I_1, исключим из уравнений (6.44)—(6.47) переменные Ψ_{1x}, Ψ_{1y}, I'_{2x} и I'_{2y}. Из (6.47) токи ротора

$$I'_{2x} = \frac{1}{L'_2}(\Psi_{2x} - L_{12}I_{1x}); \quad I'_{2y} = \frac{L_{12}}{L'_2}I_{1y}. \tag{6.48}$$

С учетом (6.48) уравнения (6.46) преобразуются к виду

$$\Psi_{1x} = k_2\Psi_{2x} + \sigma L_1 I_{1x}; \quad \Psi_{1y} = \sigma L_1 I_{1y}, \tag{6.49}$$

где k_2 — коэффициент электромагнитной связи ротора, $k_2 = L_{12}/L'_2$; σ — коэффициент рассеяния магнитного поля АД, $\sigma = 1 - \dfrac{L_{12}^2}{L_1 L'_2}$.

Подставив (6.49) в (6.44), для статорной цепи АД получим

$$\begin{aligned} U_{1x} &= k_2\frac{d\Psi_{2x}}{dt} + \sigma L_1\frac{dI_{1x}}{dt} + I_{1x}R_1 - \sigma L_1 I_{1y}\omega_{0\text{эл}}; \\ U_{1y} &= \sigma L_1\frac{dI_{1y}}{dt} + I_{1y}R_1 + (k_2\Psi_{2x} + \sigma L_1 I_{1x})\omega_{0\text{эл}}. \end{aligned} \tag{6.50}$$

Уравнения (6.45) для роторной цепи с учетом (6.48) преобразуются к виду

$$\frac{d\Psi_{2x}}{dt} = k_2 R'_2 I_{1x} - \frac{R'_2}{L'_2}\Psi_{2x}; \quad (\omega_{0\text{эл}} - p_\text{п}\omega)\Psi_{2x} = k_2 R'_2 I_{1y}. \tag{6.51}$$

С учетом (6.51) уравнения (6.50) примут вид

$$\begin{aligned} U_{1x} &= -k_2\frac{R'_2}{L'_2}\Psi_{2x} - \sigma L_1 I_{1y}\omega_{0\text{эл}} + (R_1 + k_2^2 R'_2)I_{1x} + \sigma L_1\frac{dI_{1x}}{dt}; \\ U_{1y} &= \sigma L_1\frac{dI_{1y}}{dt} + I_{1y}(R_1 + k_2^2 R'_2) + (k_2\Psi_{2x}\omega_{0\text{эл}} - k_2^2 R'_2 I_{1y}) + \\ &+ \sigma L_1 I_{1x}\omega_{0\text{эл}} = \sigma L_1\frac{dI_{1y}}{dt} + I_{1y}(R_1 + k_2^2 R'_2) + (k_2\Psi_{2x}\omega_{0\text{эл}} - \\ &- k_2\Psi_2\omega_{0\text{эл}} + k_2 p_\text{п}\omega\Psi_{2x}) + \sigma L_1 I_{1x}\omega_{0\text{эл}} = k_2 p_\text{п}\omega\Psi_{2x} + \\ &+ \sigma L_1 I_{1x}\omega_{0\text{эл}} + (R_1 + k_2^2 R'_2)I_{1y} + \sigma L_1\frac{dI_{1y}}{dt}. \end{aligned} \tag{6.52}$$

Если представить в осях x, y составляющие ЭДС, наводимые в статоре, как

$$\begin{aligned} E_{1x} &= k_2\frac{R'_2}{L'_2}\Psi_{2x} + \sigma L_1 I_{1y}\omega_{0\text{эл}}; \\ E_{1y} &= k_2 p_\text{п}\omega\Psi_{2x} + \sigma L_1 I_{1x}\omega_{0\text{эл}}, \end{aligned} \tag{6.53}$$

где выражение $k_2 \frac{R'_2}{L'_2} \Psi_{2x} = (k_2 I'_{2x} + k_2^2 I_{1x}) R'$ определяет падение напряжения в роторной цепи АД, выражения $\sigma L_1 I_{1y} \omega_{0\text{эл}}$ и $\sigma L_1 I_{1x} \omega_{0\text{эл}}$ характеризуют ЭДС самоиндукции или падение напряжения на индуктивном сопротивлении цепи статора, а $k_2 p_\text{п} \omega \Psi_{2x}$ учитывает составляющую ЭДС вращения, наводимую в статоре потокосцеплением ротора, то уравнения (6.52) примут вид

$$\begin{aligned} U_{1x} &= -E_{1x} + (R_1 + k_2^2 R'_2) I_{1x} + \sigma L_1 \frac{dI_{1x}}{dt}; \\ U_{1y} &= E_{1y} + (R_1 + k_2^2 R'_2) I_{1y} + \sigma L_1 \frac{dI_{1y}}{dt} \end{aligned} \tag{6.54}$$

или в операторной форме

$$\begin{aligned} U_{1x}(p) + E_{1x}(p) &= R_{1\text{э}}(1 + T_{1\text{э}} p) I_{1x}(p); \\ U_{1y}(p) - E_{1y}(p) &= R_{1\text{э}}(1 + T_{1\text{э}} p) I_{1y}(p), \end{aligned} \tag{6.55}$$

где $R_{1\text{э}}$ — эквивалентное активное сопротивление цепи статора, $R_{1\text{э}} = R_1 + k_2^2 R'_2$; $T_{1\text{э}}$ — электромагнитная постоянная времени этой цепи, $T_{1\text{э}} = \sigma L_1 / R_{1\text{э}}$.

Для цепи ротора уравнения (6.51) в операторной форме будут иметь вид

$$\begin{aligned} \Psi_{2x}(p) &= L_{12} \frac{1}{(1 + T_2 p)} I_{1x}(p); \\ [\omega_{0\text{эл}}(p) - p_\text{п} \omega(p)] \Psi_{2x}(p) &= \frac{L_{12}}{T_2} I_{1y}(p), \end{aligned} \tag{6.56}$$

где T_2 — электромагнитная постоянная времени цепи ротора, $T_2 = L'_2 / R'_2$.

В соответствии с выражением (6.42) электромагнитный момент АД при ориентации Ψ_2 по оси x в операторной форме определится так:

$$M(p) = \frac{3}{2} p_\text{п} k_2 \Psi_{2x}(p) I_{1y}(p). \tag{6.57}$$

С учетом уравнения движения электропривода

$$M(p) - M_\text{с}(p) = Jp\omega(p).$$

Структурная схема АД, соответствующая уравнениям (6.53) (6.56), представлена на рис. 6.36. Для наглядности цепи статора (С), ротора (Р) и узла, связанного с формированием ЭДС (Э), выделены штриховыми контурами.

Входными переменными статорной цепи являются потокосцепление ротора $\Psi_{2x} = |\Psi_2|$, составляющие U_{1x}, U_{1y} напряжения питания статора, текущая угловая скорость АД ω и синхронная скорость электромагнитного поля $\omega_{0\text{эл}}$, а выходными — составля-

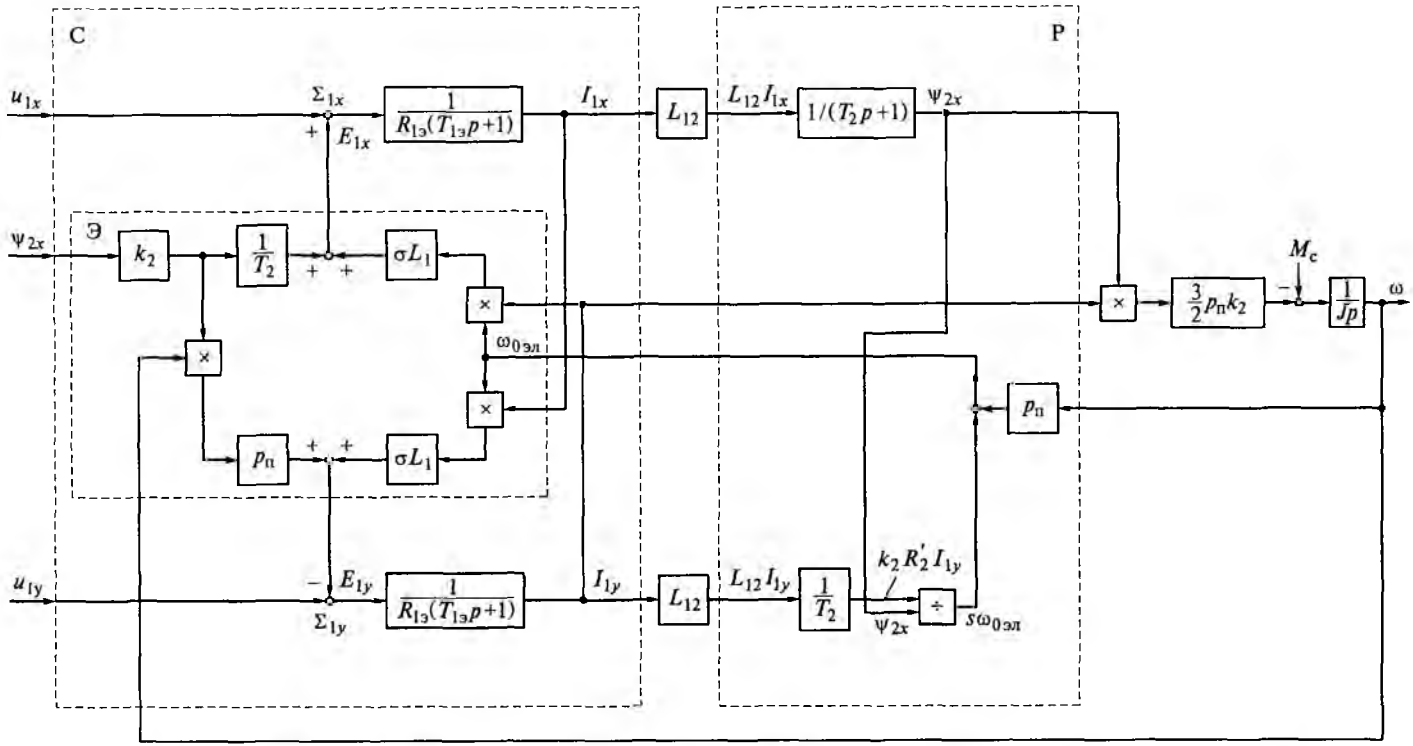


Рис. 6.36. Структурная схема АД при ориентации системы координат x, y по потокосцеплению ротора

ющие I_{1x}, I_{1y} тока статора. Связь между статором и ротором характеризуется их взаимной индуктивностью L_{12}.

Входными переменными роторной цепи являются составляющие взаимного потокосцепления $L_{12}I_{1x}$, $L_{12}I_{1y}$ и скорость ω, а выходной переменной — потокосцепление ротора Ψ_{2x}. Составляющая $L_{12}I_{1y}/T_2 = k_2R'_2I_{1y}$, пропорциональная падению напряжения на активном сопротивлении ротора, после деления на его потокосцепление Ψ_{2x} преобразуется в сигнал, пропорциональный скольжению s двигателя:

$$(\omega_{0\,эл} - p_п\omega) = \frac{k_2R'_2I_{1y}}{\Psi_{2x}} = s\omega_{0\,эл}. \qquad (6.58)$$

Суммируясь с $p_п\omega$, этот сигнал формирует задание синхронной скорости $\omega_{0эл}$.

Система управления с прямой ориентацией по вектору потокосцепления ротора АД. Функциональная схема системы регулирования скорости АД при питании его от преобразователя частоты (ПЧ) на основе автономного инвертора напряжения с управлением по вектору потокосцепления ротора двигателя представлена на рис. 6.37. Подобная система векторного управления (система Transvektor) впервые была предложена фирмой Siemens (ФРГ). Система имеет два внешних контура регулирования — модуля вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2|$ и угловой скорости ω двигателя, а также два подчиненных им внутренних контура регулирования составляющих тока статора I_{1x} и I_{1y} в осях x и y ортогональной системы координат, вращающейся с синхронной скоростью $\omega_{0эл}$ поля двигателя. Система осуществляет независимое регулирование модуля вектора потокосцепления ротора и скорости ротора при сохранении прямой пропорциональности между моментом двигателя и составляющей намагничивающей силы статора, перпендикулярной вектору потокосцепления ротора. Сигнал задания потокосцепления ротора $|\Psi_2|_з$ формируется в специальном вычислительном устройстве ВУ, использующем математическую модель АД и вводимые в нее реальные параметры двигателя: активные и реактивные сопротивления цепей статора и ротора, число пар полюсов, номинальные значения мощности, скорости, напряжения и тока статора, их частоты, КПД и мощности.

На рис. 6.37 вводимые параметры двигателя условно изображены в виде совокупности внешних сигналов $X_{вн}$ на входе ВУ. Внешний сигнал задания скорости двигателя $\omega_з$ подается на вход задатчика интенсивности ЗИ, формирующего темп изменения скорости двигателя в соответствии с требуемыми технологическими ограничениями.

Измерение текущих значений скорости, потокосцепления ротора и токов статора АД производится с помощью датчиков скорости (тахогенератор ТГ), потока (ДП) и тока (ДТ).

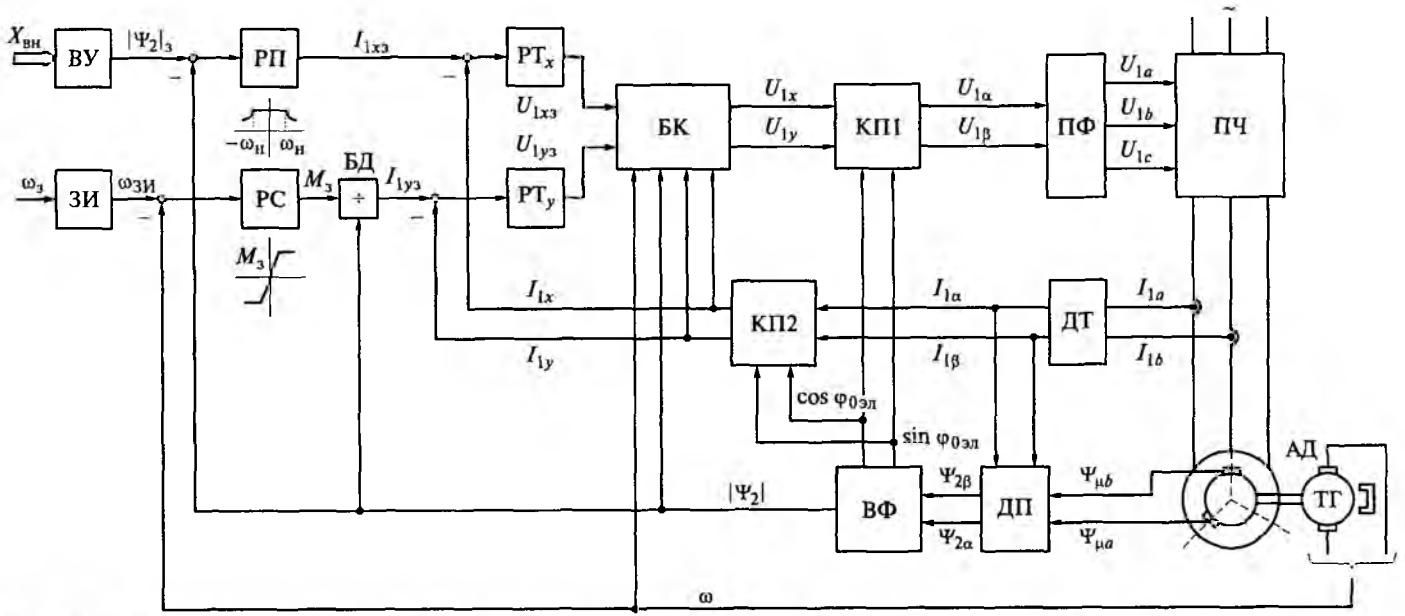


Рис. 6.37. Функциональная схема системы регулирования скорости АД с управлением по вектору потокосцепления его ротора

Датчик потока преобразует измеренные с помощью датчиков Холла трехфазные мгновенные значения потокосцеплений в воздушном зазоре $\Psi_{\mu a}$, $\Psi_{\mu b}$ в составляющие потока $\Psi_{\mu\alpha}$, $\Psi_{\mu\beta}$ в осях α, β ортогональной системы координат, жестко связанной с неподвижным статором двигателя, причем ось α совмещается с магнитной осью статорной обмотки фазы *A*. Указанные составляющие определяются следующими выражениями:

$$\Psi_{\mu\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}}\Psi_{\mu a}; \quad \Psi_{\mu\beta} = \sqrt{2}\left(\frac{1}{2}\Psi_{\mu a} + \Psi_{\mu b}\right). \tag{6.59}$$

Кроме того, в ДП осуществляется вычисление составляющих потокосцепления ротора согласно выражениям

$$\Psi_{2\alpha} = \frac{L_2'}{L_{12}}\Psi_{\mu\alpha} - (L_2' - L_{12})I_{1\alpha}; \quad \Psi_{2\beta} = \frac{L_2'}{L_{12}}\Psi_{\mu\beta} - (L_2' - L_{12})I_{1\beta}.$$

Датчик тока измеряет мгновенные значения фазных токов статора I_{1a}, I_{1b} и аналогично датчику потока преобразует их в двухфазную систему переменных $I_{1\alpha}$, $I_{1\beta}$.

Преобразование переменных АД, приведенных в неподвижной системе координат α, β, в переменные системы координат *x*, *y*, связанной с потокосцеплением ротора и вращающейся со скоростью $\omega_{0\text{эл}}$, осуществляется вектор-фильтром ВФ и координатным преобразователем КП1. Вектор-фильтр выделяет модуль вектора потокосцепления ротора

$$|\Psi_2| = \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2}$$

и тригонометрические функции

$$\cos\varphi_{0\text{эл}} = \Psi_{2\alpha}/|\Psi_2|; \quad \sin\varphi_{0\text{эл}} = \Psi_{2\beta}/|\Psi_2|,$$

где $\varphi_{0\text{эл}}$ — электрический угол поворота ротора относительно статора в осях *x*, *y* ($\varphi_{0\text{эл}} = \omega_{0\text{эл}} t$).

Преобразователь КП2 осуществляет поворот вектора намагничивающей силы статора на угол $\varphi_{0\text{эл}}$ в соответствии с выражениями (6.41), в которые входят составляющие тока статора по осям *x*, *y* вращающейся системы координат.

Поскольку вектор потокосцепления ротора в системе координат *x*, *y* совмещен с осью *x*, т.е. $|\Psi_2| = \Psi_{2x}$, $\Psi_{2y} = 0$, то составляющая тока I_{1x} определяет магнитный поток двигателя, что по аналогии с двигателем постоянного тока сравнимо с действием тока в цепи его обмотки возбуждения. При этом составляющая тока I_{1y} подобно току в якорной цепи двигателя постоянного тока определяет электромагнитный момент двигателя.

Задание на электромагнитный момент двигателя формируется выходным сигналом регулятора скорости РС, на входе которого сравниваются сигнал задания скорости $\omega_{3\text{И}}$ с выхода ЗИ и сигнал, пропорциональный текущей скорости ω двигателя. Ограни-

чение выходного сигнала РС обеспечивает ограничение задания максимальных значений электромагнитного момента АД. Для поддержания постоянства электромагнитного момента при изменениях модуля потокосцепления ротора введен в соответствии с выражением (6.57) блок деления (БД) сигнала с выхода регулятора скорости на $|\Psi_2|$. На выходе блока деления формируется сигнал задания I_{1y3} составляющей тока статора по оси y (I_{1y}).

Сигнал задания I_{1x3} составляющей тока статора по оси x (I_{1x}) формируется на выходе регулятора потока РП, на входе которого сравниваются сигналы задания и реальные значения модуля потокосцепления ротора.

Сигналы задания I_{1x3} и I_{1y3} сравниваются с текущими составляющими токов статора I_{1x} и I_{1y} на входах регуляторов тока соответственно $РТ_x$ и $РТ_y$, выходные сигналы которых определяют задания составляющих напряжений статора U_{1x3} и U_{1y3} в системе координат x, y.

Если в системе дифференциальных уравнений (6.52) выполнить компенсацию составляющих E_{1x} и E_{1y}, исключив влияние блока Э, показанного на рис. 6.36, то без их учета подобно электроприводам постоянного тока

$$U_{1x}(p) = R_{1э}(1 + T_{1э}p)I_{1x}(p);$$
$$U_{1y}(p) = R_{1э}(1 + T_{1э}p)I_{1y}(p). \qquad (6.60)$$

На рис. 6.37 роль указанной компенсации выполняет блок БК, в который вводятся переменные I_{1x}, I_{1y}, $|\Psi_2|$, $\omega_{0эл}$, ω и где производятся соответствующие функциональные преобразования.

Преобразование составляющих напряжения статора U_{1x}, U_{1y} с выхода БК в составляющие $U_{1\alpha}$, $U_{1\beta}$ в осях α, β осуществляется блоком координатных преобразований КП1 в соответствии с выражениями

$$U_{1\alpha} = U_{1x}\cos\varphi_{0\,эл} - U_{1y}\sin\varphi_{0\,эл}; \quad U_{1\beta} = U_{1x}\sin\varphi_{0\,эл} + U_{1y}\cos\varphi_{0\,эл}.$$

В преобразователе фаз ПФ в соответствии с выражениями [14]

$$U_{1a} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_{1\alpha}; \; U_{1b} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(-\frac{1}{\sqrt{3}}U_{1\alpha} + U_{1\beta}\right); \; U_{1c} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(-\frac{1}{\sqrt{3}}U_{1\alpha} - U_{1\beta}\right)$$

формируются трехфазные синусоидальные сигналы U_{1a}, U_{1b}, U_{1c}, определяющие на выходе преобразователя частоты амплитуду и частоту напряжений U_A, U_B, U_C питания обмоток статора двигателя.

Передаточная функция преобразователя частоты по напряжению совместно с блоками преобразования координат

$$W_{ПЧ}(p) = U_{1x}(p)/U_{1x3}(p) = U_{1y}(p)/U_{1y3}(p) = k_п/(T_п p + 1),$$

где $k_п$ — эквивалентный статический коэффициент передачи между составляющими напряжений U_{1x3}, U_{1y3} управления преобразователем и составляющими в осях x, y выходных напряжений преобра-

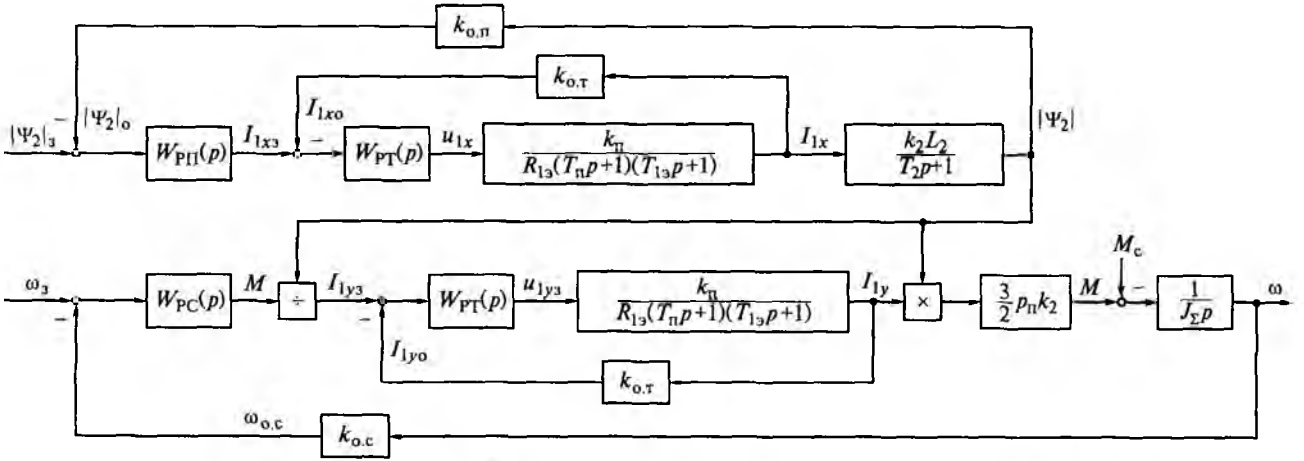


Рис. 6.38. Структурная схема системы ПЧ—АД при ориентации координат x, y по потокосцеплению ротора

зователя U_{1x} U_{1y}; $T_{\text{п}}$ — эквивалентная постоянная времени цепи управления преобразователем. Тогда передаточные функции между составляющими напряжений U_{1x3}, U_{1y3} и токов I_{1x}, I_{1y} статора

$$W_{\text{пх}}(p) = \frac{I_{1x}(p)}{U_{1x3}(p)} = \frac{k_{\text{п}}}{T_{\text{п}}p+1}\frac{1}{R_{1\text{э}}(T_{1\text{э}}p+1)};$$
$$W_{\text{пу}}(p) = \frac{I_{1y}(p)}{U_{1y3}(p)} = \frac{k_{\text{п}}}{T_{\text{п}}p+1}\frac{1}{R_{1\text{э}}(T_{1\text{э}}p+1)}. \qquad (6.61)$$

Обобщенная линеаризованная структурная схема электропривода, показанного на рис. 6.37, с учетом выражений (6.56), (6.57), (6.61) приведена на рис. 6.38. Схема содержит два одинаковых по параметрам внутренних контура регулирования составляющих I_{1x}, I_{1y} тока статора с коэффициентом обратной связи по току $k_{\text{о.т}}$, внешний контур регулирования потокосцепления ротора с коэффициентом обратной связи по потокосцеплению $k_{\text{о.п}}$ и внешний контур регулирования скорости двигателя с коэффициентом обратной связи по скорости $k_{\text{о.с}}$. Данная схема подобна структурной схеме системы двухзонного регулирования скорости двигателя постоянного тока. Поэтому при настройке контуров регулирования на модульный оптимум определение параметров передаточных функций регуляторов тока $W_{\text{РТ}}(p)$, потокосцепления $W_{\text{РП}}(p)$ и скорости $W_{\text{РС}}(p)$ выполняется аналогично:

$$W_{\text{РТ}}(p) = k_{\text{РТ}} + \frac{1}{T_{и1}p};\ W_{\text{РП}}(p) = k_{\text{РП}} + \frac{1}{T_{\text{и.п}}p};\ W_{\text{РС}}(p) = k_{\text{РС}},$$

где $k_{\text{РТ}}$ — передаточный коэффициент пропорциональной части регулятора тока, $k_{\text{РТ}} = T_{1\text{э}}/T_{и1}$; $T_{и1}$ — постоянная времени интегрирования ПИ-регулятора тока, $T_{и1} = \dfrac{k_{\text{о.т}}k_{\text{п}}}{R_{1\text{э}}}a_I T_{\text{п}}$; $k_{\text{РП}}$ — передаточный коэффициент пропорциональной части регулятора потокосцепления ротора, $k_{\text{РП}} = T_2/T_{\text{и.п}}$; $T_{\text{и.п}}$ — постоянная времени интегрирования ПИ-регулятора потокосцепления ротора, $T_{\text{и.п}} = \dfrac{k_{\text{о.п}}L_{12}}{k_{\text{о.т}}}a_{\text{п}}a_I T_{\text{п}}$; $k_{\text{РС}}$ — передаточный коэффициент П-регулятора скорости, $k_{\text{РС}} = \dfrac{2Jk_{\text{о.т}}}{3p_{\text{п}}k_2k_{\text{о.с}}a_{\omega}a_I T_{\text{п}}}$. В приведенных формулах a_I, $a_{\text{п}}$ и a_{ω} находятся в диапазоне от 2 до 4.

Системы управления с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора АД. Установка датчиков магнитного потока в воздушном зазоре АД в системах прямого управления векторами его потокосцеплений требует дополнительных изменений в конструктивных решениях серийно выпускаемых АД и сопровождается снижением надежности электропривода. Поэтому в современных и наиболее совершенных частотно-регулируемых электропри-

водах, в которых системы программного управления реализованы на основе микропроцессорной техники, информацию о векторах потокосцеплений электрической машины получают косвенным путем на основе ее математических моделей. При этом базовыми являются структуры управления с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора и модульным принципом построения систем управления. Последнее создает возможность комбинаций различных структур управления моментом и скоростью АД, включающих как прямое (с помощью тахогенератора), так и косвенное (по модели) определение реальной скорости двигателя. Выбор структур управления определяется технологическими требованиями к электроприводу и его эксплуатационными особенностями.

На рис. 6.39 представлен пример функциональной схемы системы векторного частотного управления электропривода с отрицательной обратной связью по реальной скорости АД [30]. Система имеет два основных канала управления — угловой скоростью ω и модулем потокосцепления ротора $|\Psi_2|$ АД, а также два подчиненных им внутренних контура регулирования составляющих тока статора I_{1x} и I_{1y} в осях x и y ортогональной системы координат, вращающейся с синхронной скоростью $\omega_{0эл}$ магнитного поля двигателя.

Сигнал задания скорости АД $u_з$ предварительно поступает на вход задатчика интенсивности ЗИ, формирующего на выходе два сигнала управления. Основной сигнал $\omega_з$ определяет задание скорости АД с темпом, обеспечивающим ограничение рывков и ускорений в соответствии с технологическими требованиями к электроприводу и максимально допустимыми динамическими перегрузками по току и электромагнитному моменту АД. Дополнительный сигнал $d\omega/dt$ определяет с учетом коэффициента передачи $k_м$, пропорционального приведенному к валу АД результирующему моменту инерции двигателя, задание динамической составляющей электромагнитного момента $M_{дин.}$ В результате его суммирования в сумматоре $\sum_3$ с сигналом $M_с$, пропорциональным статическому моменту сил сопротивления на валу АД, формируется сигнал задания электромагнитного момента АД $M_{э.р.}$ При этом определение реального сигнала $M_с$ и практическая реализация задания электромагнитного момента требуют наличия датчика статического момента на валу АД. Однако техническая сложность, заметные метрологические погрешности существующих датчиков статического момента на вращающихся валах электрических машин и отсутствие серийного их выпуска, как правило, ограничивают их применение в системах электропривода.

Появляющийся на выходе сумматора $\sum_1$ сигнал рассогласования $s_а$ основного сигнала управления $\omega_з$ и сигнала ω реальной скорости АД с выхода тахогенератора ТГ, пропорциональный

абсолютному скольжению АД, поступает на вход пропорционально-интегрального регулятора скорости РС. Выходной сигнал РС $u_{РС}$ формирует сигнал задания $M_з$ электромагнитного момента, необходимого для полной компенсации скольжения АД. Результирующий сигнал $M_{з\Sigma}$ на выходе сумматора Σ_2 определяет полное задание электромагнитного момента с учетом возможных изменений статической и динамической составляющих нагрузок на валу АД.

Подобная комбинированная система задания момента (по возмущению и отклонению) применяется в основном для электроприводов, в которых требуются повышенные динамические показатели качества регулирования. В наиболее распространенных электроприводах канал управления по возмущению, как правило, используется редко, поскольку требует дополнительной и не всегда точно известной информации о реальных значениях статической нагрузки и моментов инерции на валу двигателя. К тому же два параллельно действующих канала управления по отклонению и возмущению требуют более тщательной их настройки и взаимного согласования. С учетом этого в структурах управления электроприводом предусматривается возможность либо отключения всего дополнительного канала по возмущению, либо сохранения канала коррекции лишь по динамической составляющей момента.

Результирующий сигнал $M_{з\Sigma}$ ограничивается блоком БО1 на уровне задания, соответствующего выбранному максимальному значению электромагнитного момента АД. Задание этого значения определяется внешними сигналами управления M_{max1} и M_{max2}. В зависимости от энергетических режимов работы электропривода блоки MIN и MAX обеспечивают ограничение минимальных и максимальных допустимых моментов АД.

Так, при отсутствии дополнительного блока рекуперативного торможения в силовой цепи выпрямителя на входе автономного инвертора напряжения преобразователя частоты ПЧ, для ограничения максимально допустимой рекуперируемой активной мощности $P_{ак}$ и, соответственно, ограничения перенапряжения на емкостном фильтре входного выпрямителя ПЧ в режиме рекуперативного торможения АД в блоке А2 в функции от скорости АД или частоты его питания f_1 формируются сигналы M_{o1} и M_{o2}, уменьшающие уровень задания электромагнитного момента АД. Функциональная связь между мощностью $P_{ак}$ и частотой f_1 с учетом ее максимального значения f_{1max}, качественно отраженная в блоке А2, определяется математической моделью АД и корректируется при автоматической идентификации параметров электропривода.

Ограничение электромагнитного момента АД связано и с выбором максимально допустимого тока статора I_{1max}. С этой целью в блоке А3 с учетом максимального значения напряжения питания

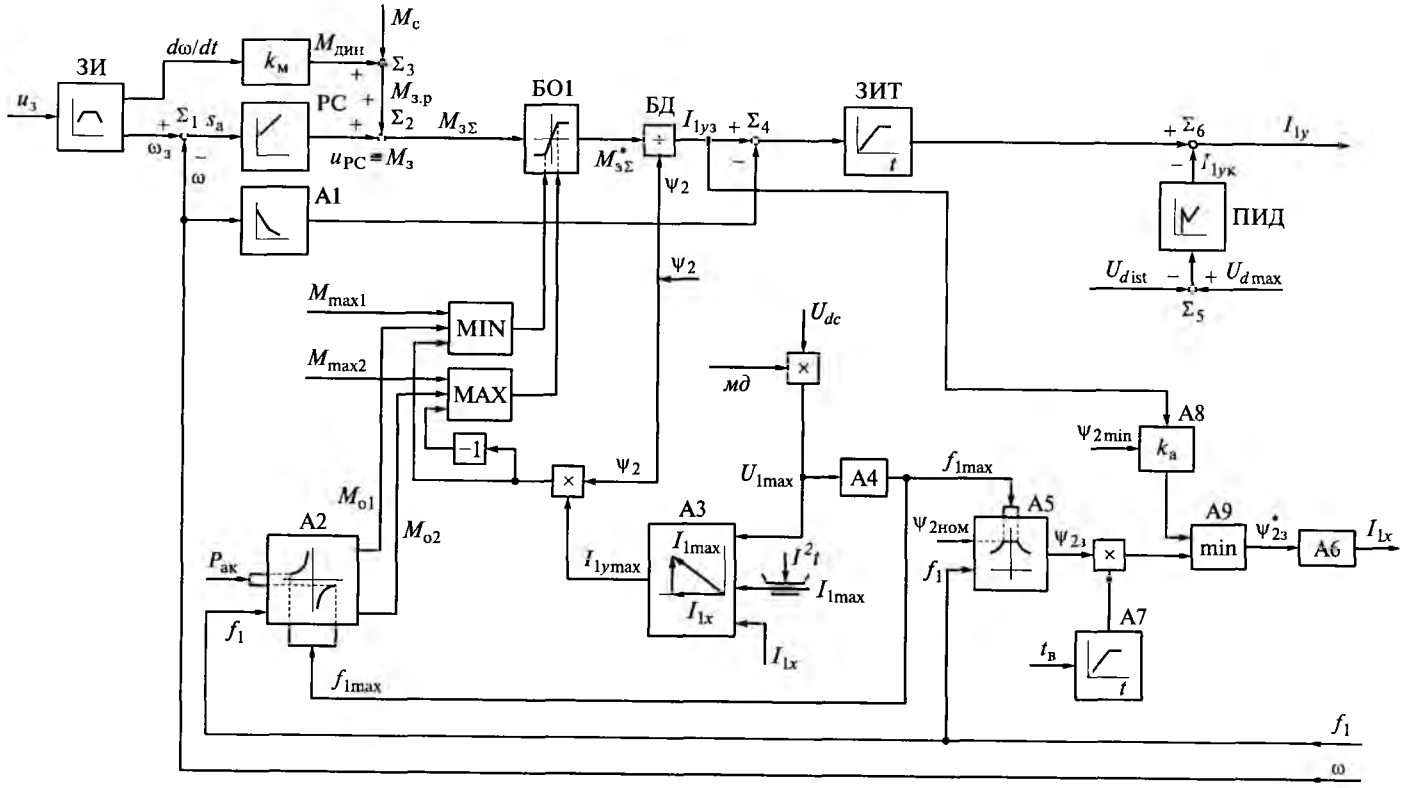
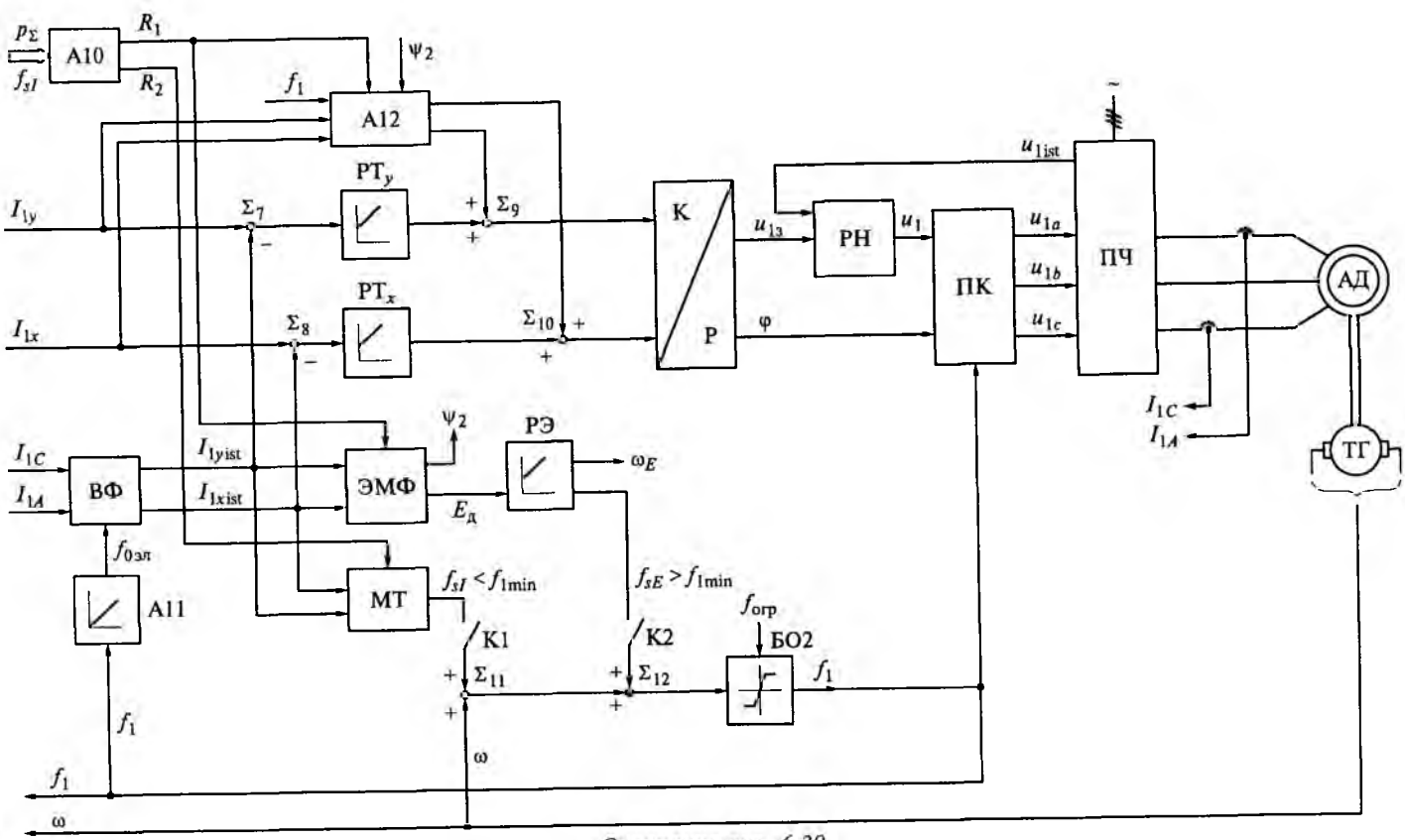


Рис. 6.39. Функциональная схема системы управления с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора АД



Окончание рис. 6.39

АД U_{1max} и реального значения составляющей тока статора по оси x I_{1x} определяется вектор максимально допустимой составляющей тока статора I_{1ymax}. Выходной сигнал блока произведения I_{1ymax} на потокосцепление ротора Ψ_2 пропорционален реальному максимально допустимому электромагнитному моменту АД и контролирует ограничение выходного сигнала $M_{3\Sigma}$.

Для постоянства задания электромагнитного момента при изменении потокосцепления ротора в соответствии с определением момента по выражению (6.57) используется блок БД деления сигнала $M^*_{3\Sigma}$ на выходе БО1 на сигнал, пропорциональный Ψ_2. На выходе БД формируется сигнал задания I_{1y3} составляющей тока статора по оси y.

Для коррекции по динамической составляющей момента на валу АД в системе управления электроприводом предусматривается возможность подключения на вход сумматора Σ_4 сигнала отрицательной обратной связи, пропорционального производной по скорости АД. Этот сигнал формируется устройством А1. Ограничение скорости изменения момента АД за счет уменьшения темпа изменения составляющей тока статора I_{1y} обеспечивается задатчиком интенсивности тока ЗИТ. Его выходной сигнал, суммирующийся в сумматоре Σ_6 с корректирующим сигналом отрицательной обратной связи $I_{1yк}$ с выхода пропорционально-интегрально-дифференцирующего регулятора ПИД, определяет задание на составляющую тока статора I_{1y}.

На вход ПИД поступает выходной сигнал сумматора Σ_5, в котором сравниваются сигналы, пропорциональные текущему U_{dist} и установленному максимально допустимому U_{dmax} напряжениям на выходе силового выпрямителя ПЧ. Рассматриваемый узел способствует управлению моментом АД во время кратковременных отключений или возможных уменьшений напряжения питающей сети ПЧ. При кратковременных отключениях напряжения питающей ПЧ сети управление может быть продолжено за счет рекуперации кинетической энергии вращающегося вала АД в цепь выпрямителя ПЧ. При нагрузках с большим моментом инерции и высокой рабочей скоростью подобная поддержка рабочего состояния преобразователя может быть весьма продолжительной.

Сигнал задания потокосцепления ротора $\psi_{2з}$ формируется в блоке А5. Функциональная связь между реальной частотой f_1 выходного напряжения преобразователя и потокосцеплением ротора АД определяет постоянство $\psi_{2з}$ на уровне задания номинального потокосцепления ротора $\psi_{2ном}$ при $f_1 \le f_{1max} \approx f_{1ном}$ и уменьшение $\psi_{2з}$ при $f_1 > f_{1max}$. Последний вариант обеспечивает работу АД в зоне регулирования скорости выше номинальной при постоянстве номинального напряжения питания статора.

Сигнал f_{1max}, корректирующий допустимую максимальную частоту выходного напряжения ПЧ, формируется расчетным путем

по модели АД в блоке А4 в зависимости от заданного максимально допустимого напряжения питания статора U_{1max}. Значение U_{1max} определяется напряжением U_{dc} на выходе силового фильтра выпрямителя ПЧ с коррекцией по сигналу *мд*, пропорциональному максимально возможной глубине модуляции выходного напряжения ПЧ.

Сигнал $\psi_{2з}$ задания потокосцепления ротора с выхода блока А5 в результате перемножения на выходной сигнал блока А7 преобразуется в сигнал $\psi^*_{2з}$, изменяющийся во времени темпом, определяющим время возбуждения АД. Лишь по истечении этого времени, когда возбуждение АД достигает установившегося значения, в системе управления ПЧ появляется логический сигнал на разрешение управления преобразователем со стороны сигнала $u_з$ управления электроприводом. Отметим здесь полное подобие условию подключения к питающему напряжению якорной цепи двигателя постоянного тока с независимым возбуждением лишь при наличии его магнитного потока. Значение времени возбуждения АД может быть задано внешним сигналом $t_в$ блока А7 или же определено при автоматической идентификации параметров АД.

В системе управления предусматривается возможность адаптации потока ротора к нагрузке АД, способствующая снижению суммарных магнитных потерь в машине при уменьшении нагрузки. С этой целью сигнал $I_{1yз}$ задания составляющей тока статора по оси *y* поступает в блок А8, где при заданных минимально допустимом значении потока ротора ψ_{2min} и коэффициенте адаптации $k_а$ формируется сигнал, определяющий поток ротора в зависимости от нагрузки АД. При включенном контуре адаптации потока ротора блок А9 выделяет минимальное значение сигнала задания $\psi^*_{2з}$.

В соответствии с выражением (6.57) и заданием потокосцепления ротора в блоке А6 по математической модели АД определяется сигнал задания составляющей тока статора I_{1x}. Составляющие I_{1y} и I_{1x} тока статора сравниваются в сумматорах $\sum_7$ и $\sum_8$ со своими текущими значениями I_{1yist} и I_{1xist}, которые выделяются в блоке ВФ векторного преобразования токов I_{1A} и I_{1C} в цепи обмоток фаз *A* и *C* статора АД. Угол $\varphi_{0эл}$ поворота осей координат *x* и *y*, вращающихся со скоростью электромагнитного поля АД, формируется в блоке А11 в соответствии с частотой f_1.

Сигналы рассогласования задающих и реальных значений составляющих тока статора поступают на входы соответствующих регуляторов $РТ_x$ и $РТ_y$. Выходные сигналы регуляторов после суммирования в сумматорах $\sum_9$ и $\sum_{10}$ с сигналами компенсации составляющих в соответствии с выражением (6.53) и учета внутренней обратной связи по ЭДС двигателя, сформированными в блоке А12, поступают на координатный преобразователь К/Р. В зависимости от его входных сигналов, пропорциональных заданию со-

ставляющих выходного напряжения преобразователя в осях x, y, на выходе К/Р формируются сигналы $u_{1з}$ и φ, определяющие соответственно амплитуду и фазу вектора напряжения в двухфазной системе координат α, β, неподвижной относительно статора АД. Регулятор напряжения РН, на входе которого сравниваются сигналы задания $u_{1з}$ и реального значения напряжения u_{1ist} на выходе выпрямителя ПЧ, обеспечивает стабилизацию выходных напряжений последнего. Сигналы задания выходного напряжения преобразователя u_1 и φ совместно с сигналом f_1, определяющим частоту выходного напряжения ПЧ, трансформируются в преобразователе координат ПК в эквивалентные сигналы u_{1a}, u_{1b}, u_{1c} трехфазной системы координат, определяющие выходные напряжения ПЧ.

Формирование сигнала f_1 задания частоты выходных напряжений ПЧ обеспечивается суммированием в сумматорах $\sum_{11}$ и $\sum_{12}$ сигнала ω реального значения скорости АД, поступающего с тахогенератора ТГ, и сигналов f_{sI}, f_{sE}, определяющих частоту скольжения АД соответственно в функции тока и ЭДС двигателя. Вычисление f_{sI} осуществляется в блоке МТ математической модели двигателя по току, на вход которого совместно с текущими значениями I_{1yist} и I_{1xist} составляющих тока статора в осях x, y подается сигнал R_2, пропорциональный сопротивлению ротора АД.

В блоке ЭФМ математической модели АД, на вход которого кроме текущих значений I_{1yist} и I_{1xist} составляющих тока статора поступает сигнал R_1, пропорциональный результирующему сопротивлению цепи статора, формируются два выходных сигнала — ψ_2, определяющий потокосцепление ротора, и $E_д$, пропорциональный ЭДС двигателя. Принцип формирования ψ_2 и $E_д$ структурно отражен на рис. 6.36.

На выходе ПИ-регулятора ЭДС двигателя (блок РЭ) формируются два сигнала (см. рис. 6.39) — ω_E, пропорциональный частоте вращения ротора, и f_{sE}, определяющий коррекцию задания частоты f_1.

В системе управления с помощью ключей К1 и К2 реализуется логика управления, обеспечивающая раздельную подачу сигналов f_{sI} и f_{sE} на входы $\sum_{11}$ и $\sum_{12}$ в зависимости от заданной частоты выходного напряжения ПЧ. При малых частотах ($f < f_{1min}$), когда замкнут ключ К1 и разомкнут ключ К2, действует контур коррекции по току, обеспечивающий компенсацию падения напряжения на сопротивлении статора. При больших частотах ($f > f_{1min}$), когда замкнут и ключ К2, дополнительно действует контур коррекции по ЭДС двигателя, обеспечивающий стабилизацию скорости АД. Выбор частоты $f_{1min} \approx (3...6)$ Гц, при которой переключаются контуры коррекции, определяется экспериментально по аналогии с настройкой соотношения U_1/f_1 в разомкнутых структурах скалярного управления АД (см. подразд. 6.2.2). Максимально

допустимая частота выходного напряжения ПЧ ограничивается сигналом $f_{отр}$ блока БО2.

Сигналы R_1 и R_2 формируются в блоке А10 тепловой модели АД, в которой поступает совокупность сигналов p_Σ, включающих в себя информацию о сопротивлениях цепи статора и ротора, определенных при автоматической идентификации параметров двигателя, степени влияния на них температуры собственно двигателя и окружающей среды, условий охлаждения двигателя, о наличии выходных фильтров преобразователя.

Представленные на рис. 6.39 функциональные блоки в основном реализуются программным путем в микропроцессорной системе управления электропривода. В микроконтроллере реализуются и интерфейсные функции по связи с датчиками токов, напряжений и скорости двигателя.

В соответствии с принципом работы рассматриваемой системы управления на рис. 6.40 приведены качественные зависимости ее основных переменных в функции от момента АД при постоянном сигнале задания скорости (см. рис. 6.40, *а*—*ж*) и в функции от сигнала управления скоростью при постоянном статическом моменте $M_c \neq 0$ (см. рис. 6.40, *з*—*о*).

Как результат действия ПИ-регулятора скорости механическая характеристика АД имеет в области нагрузок $M_c < M_{c\,max}$ абсолютную статическую жесткость (линия *1* на рис. 6.40, *а*), а при $M_c \geq M_{c\,max}$ механическая характеристика за счет ограничения выходного сигнала регулятора скорости и ПИ-регуляторов составляющих тока статора в осях *x*, *y* абсолютно мягкая (линия *2*—*3* на рис. 6.40, *а*). Стабилизация скорости связана с увеличением выходного сигнала регулятора скорости $u_{РС}$ и соответствующим увеличением сигнала задания $M^*_{з\Sigma}$ электромагнитного момента АД (см. рис. 6.40, *ж*). Последнее приводит к увеличению напряжения U_1 и частоты f_1 на выходе ПЧ по мере увеличения статической нагрузки M_{c1} (см. рис. 6.40, *б*, *в*) и, соответственно, к увеличению по сравнению с исходной скоростью ω_{00} скорости идеального холостого хода ω_{01} (при M_{c1}) двигателя. Штриховые линии механических характеристик АД на рис. 6.40, *а* отражают перемещение исходной характеристики M_0 при увеличении нагрузки.

При $M_c = M_{c\,max}$, когда произойдет ограничение выходного сигнала $u_{РС}$ на уровне максимального значения $M^*_{з\Sigma\,max}$ блока БО1, и при абсолютной скорости АД, равной нулю, напряжение U_1 и частота f_1 будут соответствовать значениям (точки *3* на рис. 6.40, *б*, *в*), при которых скорость идеального холостого хода АД равна ω_{0c} (см. рис. 6.40, *а*).

По мере увеличения нагрузки составляющая I_{1y} тока статора, определяющая момент АД, также увеличивается (см. рис. 6.40, *г*), а составляющая I_{1x} и определяемое ею потокосцепление ротора ψ_2 сохраняются постоянными (см. рис. 6.40, *д*, *е*).

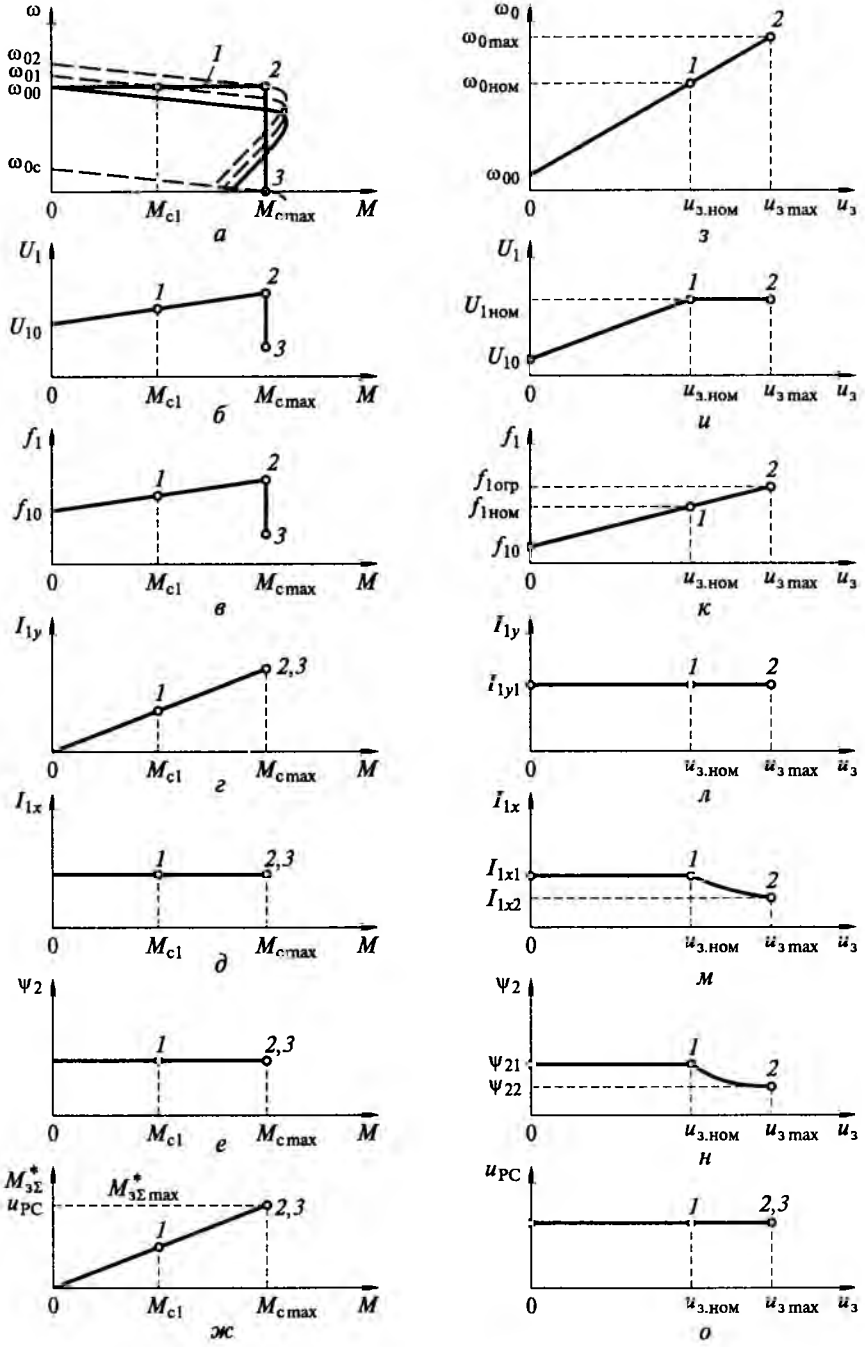


Рис. 6.40. Зависимости переменных системы управления электроприводом при $u_з = \text{const}$, $M = \text{var}$ (*а*—*ж*) и при $u_з = \text{var}$, $M = \text{const}$ (*з*—*о*)

При отсутствии сигнала задания скорости АД ($u_з = 0$) и наличии на валу двигателя постоянного реактивного момента сил сопротивления $M_с \neq 0$ начальные выходное напряжение U_{10} и частота f_{10} преобразователя равны нулю. Если же момент сил сопротивления активен, то выходное напряжение U_{10} и частота f_{10} преобразователя соответствуют значениям, при которых начальная скорость идеального хода АД $\omega_{00} \neq 0$ и механическая характеристика двигателя обеспечивает при $\omega = 0$ момент $M_с$ (см. рис. 6.40, *и*, *к*). Соответственно этому моменту определяются и начальные сигналы $M^*_{з\Sigma 1}$, I_{1y1}, $u_{РС1}$ (см. рис. 6.40, *ж*, *л*, *о*). При этом сигналы I_{1x1} и ψ_{21} определяют номинальное потокосцепление ротора (см. рис. 6.40, *м*, *н*).

По мере увеличения сигнала $u_з$ напряжение U_1 и частота f_1 на выходе преобразователя ПЧ также увеличиваются. При $u_з = u_{з.ном}$ выходное напряжение ПЧ и его частота достигают номинальных значений $U_{1ном}$ и $f_{1ном}$. В соответствии с ними устанавливается номинальное значение скорости идеального холостого хода АД $\omega_{0ном}$. Дальнейшее увеличение $u_з$ и f_1 сопровождается постоянством напряжения $U_1 = U_{1ном}$ на выходе ПЧ и переходом работы АД в зону уменьшения потокосцепления ротора за счет снижения составляющей I_{1x} тока статора (см. рис.6.40, *м*, *н*). Максимальный момент АД при этом также уменьшается.

При $u_з = u_{з\max}$ скорость идеального холостого хода АД устанавливается на максимально заданном уровне $\omega_{0\max}$, соответствующем $f_{1огр}$ (точка *2* на рис. 6.40, *з* — *о*). Составляющая тока статора и соответствующее ей потокосцепление ротора устанавливаются при этом на минимальном уровне I_{1x2} и ψ_{22} (см. рис. 6.40, *м*, *н*).

Возможность избежать применения тахогенератора, требующего точной и надежной установки на валу АД, реализуется в системах, где обратная связь по скорости заменяется обратной связью по ЭДС двигателя. Так, в схеме, показанной на рис. 6.41, сигнал обратной связи по ЭДС двигателя ω_E поступает в сумматор $\sum_1$ с выхода блока ЭФМ математической модели АД, а формирование частоты f_1 выходного напряжения ПЧ осуществляется суммированием в $\sum_{11}$ и $\sum_{12}$ сигнала задания скорости $\omega_з$ и сигналов f_{sI} и f_{sE} с выходов соответственно блока МТ математической модели двигателя по току и регулятора ЭДС двигателя (см. рис. 6.39). Блоки ЭФМ и МТ, а также остальные блоки системы управления электроприводом (на рис. 6.41 сгруппированы в блоке СУЭ) и функциональные связи между ними остаются при этом без изменения.

Качество регулирования скорости в подобных системах управления зависит от степени соответствия математической модели ЭФМ и установленных в ней параметров реальной электрической машины и, как правило, заметно ниже, чем в системах с датчиками скорости.

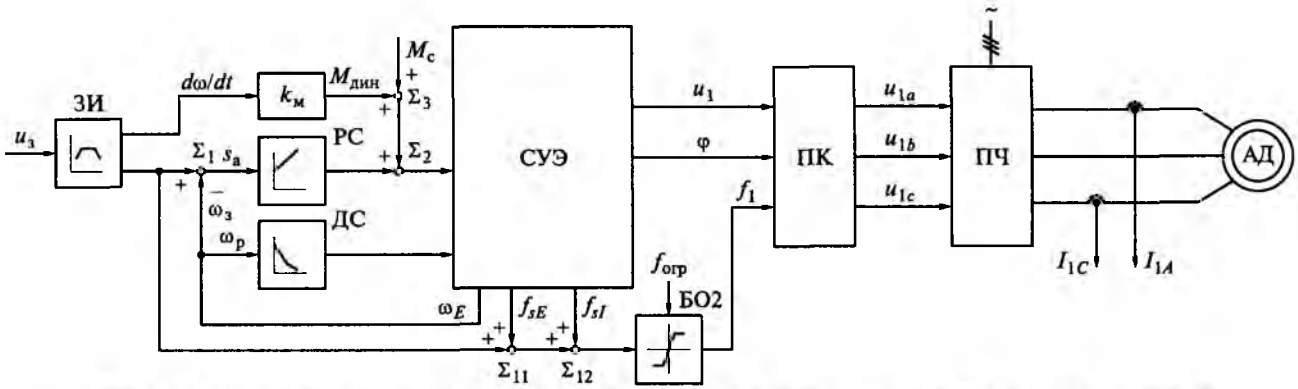


Рис. 6.41. Функциональная схема системы управления электроприводом без датчика скорости

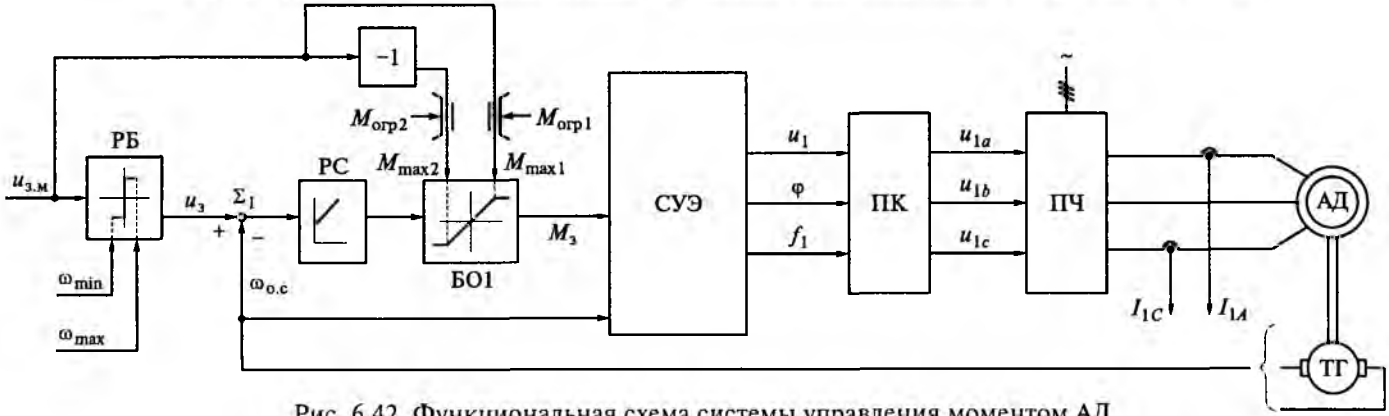


Рис. 6.42. Функциональная схема системы управления моментом АД

Ряд технологических объектов (натяжные, намоточно-размоточные механизмы и т. п.) требуют регулирования и стабилизации момента на валу двигателя при постоянстве его заданной скорости. Решение подобной задачи реализуется в системе управления электроприводом при наличии датчика скорости — тахогенератора ТГ на валу АД (рис. 6.42). В данной системе сигнал задания момента двигателя $u_{з.м}$ подается на имеющий релейную характеристику блок РБ, а также на вход блока БО1 (блок ограничения максимальных моментов M_{max1}, M_{max2} на валу АД).

Выходной сигнал $u_з$ блока РБ определяет задание скорости АД, а ограничение задания максимальной и минимальной скоростей АД обеспечивается сигналами ω_{max} и ω_{min}. Результат суммирования на сумматоре $\sum_1$ сигнала $u_з$ и сигнала отрицательной обратной связи по скорости двигателя $\omega_{о.с}$ поступает на вход регулятора скорости РС, а выходной сигнал последнего — на вход блока БО1. Полярность сигнала $u_{з.м}$ определяет направление скорости и, следовательно, направление момента двигателя. Задание предельно допустимых максимальных моментов АД ограничено сигналами $M_{огр1}$ и $M_{огр2}$. Остальные блоки управления электроприводом, представленные на рис. 6.39 и сохранившие свои функциональные связи, сгруппированы на рис. 6.42 в блоке СУЭ.

Механическая характеристика электропривода в подобной системе при $M_с < M_{max}$ имеет абсолютную статическую жесткость при скорости, соответствующей заданию сигналами ω_{max} или ω_{min}. При $M_с = M_{max}$ механическая характеристика имеет абсолютно мягкий характер, стабилизируя заданный сигналом $u_{з.м}$ электромагнитный момент АД.

Контрольные вопросы

1. Каким способом можно изменять у вентильного двигателя (ВД) с питанием от неуправляемого выпрямителя момент короткого замыкания, скорость идеального холостого хода?

2. Каким воздействием на датчик положения ротора можно установить опережающую на 30° коммутацию ключей инвертора? Нарисуйте для данной коммутации диаграмму момента трехфазного ВД в зависимости от угла поворота ротора.

3. Поясните с помощью рис. 6.1, как можно осуществить смену направления вращения ВД.

4. Нарисуйте механическую характеристику двухконтурного электропривода с ВД, соответствующую процессу пуска при отключенном тахогенераторе.

5. Назовите примеры технологических установок, в которых целесообразно применение асинхронного электропривода с регулированием скорости за счет изменения напряжения на статоре двигателя.

6. Поясните назначение функциональных блоков ЗИ, РС, РТ, СИФУ и элементов *VD1*, *VD2*, *VD3* в схеме на рис. 6.18.

7. Определите для электропривода, схема которого показана на рис. 6.18, характер изменения выходного напряжения регулятора скорости, напряжения на статоре двигателя и его скорости в функции момента на валу двигателя при П-регуляторе и ПИ-регуляторе скорости. Как они будут отличаться для двигателей с различными значениями номинального скольжения?

8. Нарисуйте механические характеристики электропривода, схема которого показана на рис. 6.18, при П-регуляторе и ПИ-регуляторе скорости и различных значениях первоначально заданной скорости. Определите граничные зоны механических характеристик электропривода.

9. За счет каких обратных связей возможно увеличение жесткости механической характеристики асинхронного частотно-регулируемого электропривода? Дайте сравнительную оценку различным способам стабилизации скорости АД.

10. Определите для электропривода, схема которого показана на рис. 6.27, характер изменения частоты и напряжения на статоре двигателя, а также его скорости в функции момента на валу двигателя. Как указанные переменные будут отличаться у двигателей с различными значениями номинального скольжения? Определите граничные зоны механических характеристик электропривода.

11. Какие факторы ограничивают максимальный коэффициент положительной обратной связи по току статора АД?

12. Определите для электропривода, схема которого показана на рис. 6.28, характер изменения выходного напряжения регулятора скорости, частоты и напряжения на статоре двигателя, а также его скорости в функции момента на валу двигателя (рассмотрите два варианта — с ПИ- и с П-регулятором скорости). Как указанные переменные будут отличаться у двигателей с различными значениями номинального скольжения? Определите граничные зоны механических характеристик электропривода.

13. Какие факторы ограничивают применение разомкнутых систем с частотно-токовым управлением АД?

14. Поясните назначение блоков БО, ФП, ФЧС и СУ в схеме на рис. 6.33.

15. Чем объясняется меньшее значение электромеханической и большее значение электромагнитной постоянных времени АД при питании его от источника тока по сравнению с питанием от источника напряжения?

16. На примере векторной диаграммы основного потокосцепления и тока статора АД покажите общность физических взаимосвязей в двигателе постоянного тока и АД.

17. Укажите особенности построения систем управления с ориентацией системы координат x, y по вектору потокосцепления статора и ротора.

18. Поясните назначение функциональных устройств А1—А12 в схеме на рис. 6.39.

19. Поясните назначение блоков ЭМФ и МТ в схеме на рис. 6.39.

20. Постройте и сравните регулировочные характеристики асинхронного электропривода и диаграммы изменений частоты, напряжения, составляющих тока статора по осям x и y, магнитного потока ротора в

функции сигнала управления скоростью АД в системе управления, схема которой показана на рис. 6.39, при отсутствии и наличии статической нагрузки на валу двигателя.

21. Постройте и сравните механические характеристики асинхронного электропривода и диаграммы изменений частоты, напряжения, составляющих тока статора по осям x и y, магнитного потока ротора в функции момента на валу АД в системе управления, схема которой показана на рис. 6.39, при исходных заданных частотах выходного напряжения меньше и больше номинального их значения.

22. Оцените изменение механической характеристики электропривода в системе управления, схема которой показана на рис. 6.39, при вариациях параметров регуляторов скорости, тока, уровней ограничения в блоках БО1, БО2.

23. Укажите достоинства и недостатки систем векторного управления асинхронным электроприводом без датчика скорости.

Глава 7

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

7.1. Общая характеристика позиционных и следящих электроприводов и их систем управления

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

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

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

В общем случае, когда РО должен двигаться по пространственной траектории, для перемещения его центра тяжести требуются три индивидуальных электропривода, действующих по линейным (декартовым x, y, z) или угловым (полярным α, β, ρ) координатам РО. Если по технологическим условиям РО, перемещаясь в пространстве, должен дополнительно поворачиваться относительно своего центра тяжести, то нужны пять индивидуальных электроприводов для перемещений и поворотов РО. К таким многокоординатным установкам относятся роботы и манипуляторы. Инди-

видуальные СЭП или ПЭП установки с одним РО образуют совместно сложную взаимосвязанную электромеханическую систему. В этой системе движение СЭП, действующего по одной координате, может влиять на движение СЭП, действующего по другой координате, внося дополнительные возмущающие воздействия и изменяя тот или иной параметр. В таких установках для сохранения заданного закона перемещения индивидуального СЭП может потребоваться создание адаптивной системы управления (см. подразд. 5.4). Практически взаимосвязь координат проявляется только в некоторых высокодинамичных установках с изменяющимися в процессе движения РО моментами инерции, например, в некоторых типах роботов и антенн. Во всех установках, не относящихся к данному классу, индивидуальные электроприводы рассматриваются как независимо действующие по своим координатам.

Основным показателем качества данных электроприводов следует считать точность позиционирования для ПЭП и точность слежения для СЭП, т.е. разность между заданным и отработанным перемещениями в данный момент времени и в данной точке траектории РО. Этот показатель называется также *рассогласованием*, или *ошибкой*. Для угловой координаты РО это разность между задающим углом $\theta_з$ и углом исполнительного вала θ:

$$\delta = \Delta\theta = \theta_з - \theta.$$

Структурным признаком ПЭП и СЭП является наличие обратной отрицательной связи по положению. Образованный с помощью обратной связи замкнутый контур регулирования положения состоит из двух частей (рис. 7.1): системы управления положением (СУ-П) и объекта управления — скоростной подсистемы, в состав которой входят ее система управления (СУ-СП), двигатель

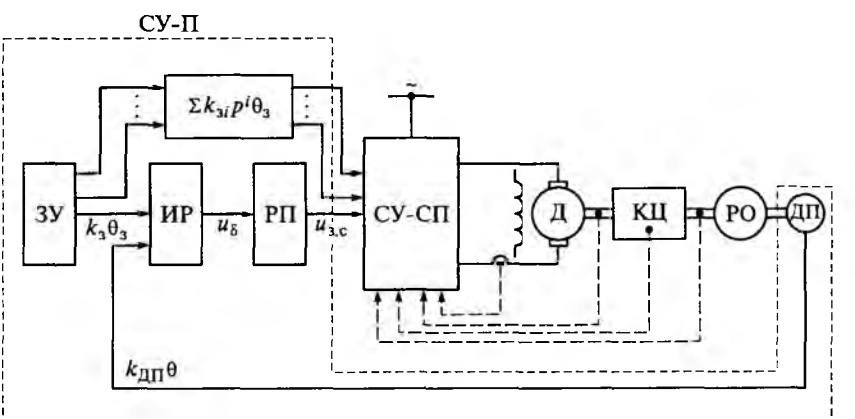


Рис. 7.1. Функциональная схема ПЭП и СЭП с программным управлением

(Д), кинематическая цепь (КЦ) и рабочий орган (РО). Выделенная в составе ПЭП и СЭП скоростная подсистема представляет собой регулируемый электропривод с выходной координатой — скоростью РО ω и входной координатой — напряжением задания скорости $u_{з.с}$, которое формируется с помощью СУ-П.

В систему управления положением входят: регулятор положения (РП); измеритель рассогласования (ИР) с выходным напряжением $u_\delta = k_\delta \Delta\theta$; датчик положения (ДП) рабочего органа; задающее устройство (ЗУ), формирующее программу перемещения РО для ПЭП и для тех СЭП, у которых отсутствует физический объект слежения. Задающее устройство может формировать кроме основного сигнала $k_з\theta_з$, пропорционального задающему углу, также и сигналы его производных $k_{з1}\dfrac{d\theta_з}{dt}$, $k_{з2}\dfrac{d^2\theta_з}{dt^2}$, ..., которые подаются на входы СУ-СП, создавая комбинированную систему управления положением. Для СЭП, отслеживающего произвольное движение физического объекта, являющегося задающим органом, взаимодействие ЗО и РО формирует в ИР сигнал рассогласования u_δ. Примеры выполнения ИР для данных СЭП приведены на рис. 7.2.

Сельсинная пара (см. рис. 7.2, *а*), являясь измерителем рассогласования, имеет два входа — вал сельсина-приемника (С-П), соединенного с РО, и вал сельсина-датчика (С-Д), выполняющего функцию ЗО. Сигнал угла рассогласования после выпрямления в фазочувствительном усилителе (ФЧУ) подается в виде напряжения $u_\delta = u_m \sin\theta$ на вход РП.

В копировальных станках (см. рис. 7.2, *б*) ИР представляет собой копировальный прибор (КП), который вырабатывает напря-

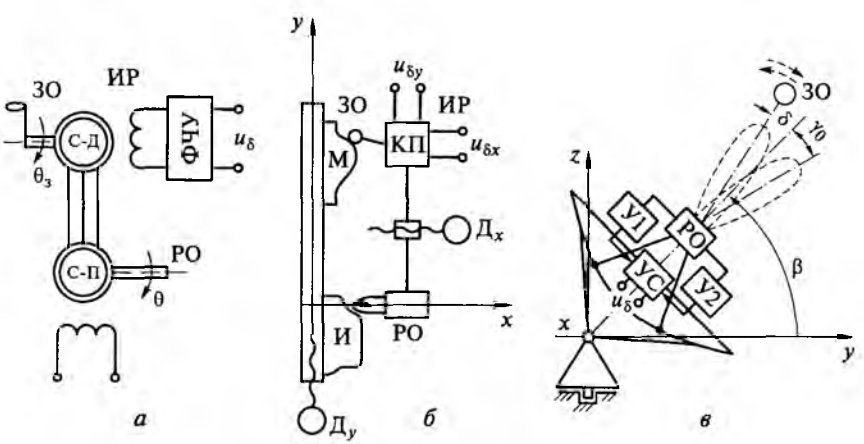


Рис. 7.2. Схемы измерителей рассогласования с сельсинами (*а*), копировальным прибором (*б*) и радиолокационной системой (*в*)

жения $u_{\delta x}$ и $u_{\delta y}$, пропорциональные рассогласованиям между ЗО (модель М) и РО (режущий инструмент, обрабатывающий изделие И) по координатам x и y и управляющие двигателями $Д_x$ и $Д_y$.

Для параболической антенной установки (см. рис. 7.2, *в*) задающим органом является движущийся космический объект (искусственный спутник земли, космический корабль, самолет). Функции РО выполняют облучатели, формирующие диаграммы направленности, смещенные относительно геометрической оси параболического зеркала на углы $\pm\gamma_0$. Радиосигнал, приходящий от ЗО, смещенного на угол $\delta = \Delta\theta$ относительно геометрической оси антенны, создает на двух облучателях разные по амплитуде напряжения. Усиленные с помощью усилителей У1 и У2 напряжения поступают на устройство сравнения УС, на выходе которого выделяется их разностный сигнал u_δ, приближенно пропорциональный $\Delta\theta$ при малых угловых рассогласованиях между ЗО и РО.

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

программный, когда требуемый закон движения РО заранее известен и формируется с помощью ЗУ в виде сигналов $k_з\theta$, $k_{з1}p\theta_з$, $k_{з2}p^2\theta_з$, ...;

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

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

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

Для рассматриваемых электроприводов можно составить достаточно общую и простую линеаризованную математическую модель в виде структурной схемы с несколькими внешними воздействиями (рис. 7.3). К этим воздействиям относятся: полезный задающий угловой сигнал $\theta_з$, кроме которого могут дополнительно вводиться также и его производные $\sum_1^m k_{зi}p^i\theta_з$; входные помехи $\theta_п$ от объекта сопровождения или задающего устройства; момент нагрузки $M_{наг}$.

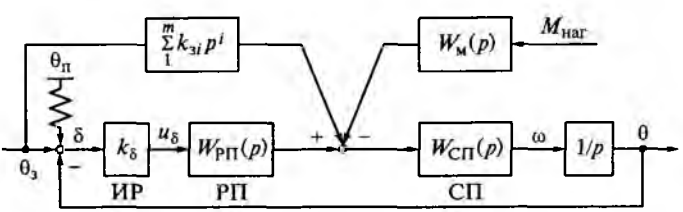


Рис. 7.3. Структурная схема СЭП

Рассмотрим передаточные функции в составе структурной схемы. Регулятор положения (РП) обеспечивает необходимые запасы устойчивости и точностные показатели замкнутого контура положения. Для повышения порядка астатизма СЭП в РП вводится интегральная составляющая, что позволяет компенсировать ошибки в установившихся режимах. Передаточную функцию для типовых РП, используемых как в непрерывных, так и в цифровых СУ-П, можно представить в таком виде:

$$W_{\text{РП}}(p) = k_{\text{РП}} \frac{A_{\text{РП}}(p)}{(T_{\text{РП}} p)^{\nu-1}}, \qquad (7.1)$$

где $A_{\text{РП}}(p)$ — оператор, равный единице при $p = 0$ и определяемый типом РП; ν — требуемый порядок астатизма СЭП, вносимый с помощью РП.

Для П-РП при $\nu = 1$ $A_{\text{РП}}(p) = 1$; для ПД-РП при $\nu = 1$ и ПИ-РП при $\nu = 2$ $A_{\text{РП}}(p) = T_{\text{к}} p + 1$; для ПИД-РП при $\nu = 2$ и $(\text{ПИ})^2$-РП при $\nu = 3$ $A_{\text{РП}}(p) = (T_{\text{к1}} p + 1)(T_{\text{к2}} p + 1)$.

Порядок астатизма $\nu = 3$ можно считать практически максимальным и используемым редко, так как при этом СЭП сохраняет устойчивость только при конечном диапазоне возможного изменения коэффициента усиления системы управления.

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

$$W_{\text{СП}}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{\text{з.с}}(p)} = \frac{k_{\text{СП}} A_{\text{СП}}(p)}{d_{\text{СП}0} p^n + d_{\text{СП}1} p^{n-1} + \ldots + d_{n-1} p + 1}, \qquad (7.2)$$

где $k_{\text{СП}}$ — передаточный коэффициент СП, рад/(В · с); $A_{\text{СП}}(p)$ — оператор, равный единице при $p = 0$ и зависящий от типа механического звена, представляющего подвижную часть электропривода.

Для СП с П-РС и одномассовым механическим звеном $A_{\text{СП}}(p) = 1$; для СП с П-РС и двухмассовым звеном $A_{\text{СП}}(p) = T_{\rho}(p) + 1$, где T_{ρ} — отношение коэффициентов вязкого трения ρ и жесткости c_{12} упругого элемента, $T_{\rho} = \rho / c_{12}$; для СП с ПИ-РС и одномассовым звеном $A_{\text{СП}}(p) = T_{\text{к}}(p) + 1$; для СП с ПИ-РС и двухмассовым звеном $A_{\text{СП}}(p) = (T_{\text{к}} p + 1)\ (T_{\rho} p + 1)$.

Величина T_{ρ} мала из-за малости параметра ρ, и соответствующая ей частота $1/T_{\rho}$ перекрывает полосу пропускания СП. Поэтому величиной T_{ρ} в выражении для $A_{\text{СП}}(p)$ можно пренебречь.

Момент нагрузки на рабочем органе в данной расчетной модели приводится ко входу СП через передаточную функцию

$$W_{\text{м}}(p) = \frac{u_{\text{м}}(p)}{M_{\text{наг}}(p)} = \frac{B_{\text{м}}(p)}{k_{\text{СП}} \beta_{\text{СП}}(p)}, \qquad (7.3)$$

где $B_{\text{м}}(p)$ — оператор, зависящий от типов регулятора скорости и механического звена электропривода и равный 1 при $p = 0$;

$\beta_{СП}(p)$ — жесткость механической характеристики СП, Н·м·с/рад, зависящая от типов регулятора скорости и обратных связей СП.

Для СП, представляющей собой разомкнутую систему преобразователь — двигатель с кинематической цепью и рабочим органом $\beta_{СП}(p) = \beta$; для СП с подчиненным регулированием и с П-РС $\beta_{СП}(p) = \beta_э = \beta\dfrac{T_м}{4T_μ}$, где $T_μ$ — механическая постоянная времени электропривода; $T_μ$ — некомпенсируемая постоянная времени; для СП с подчиненным регулированием и с ПИ-РС $\beta_{СП}(p) = \beta\dfrac{T_м}{4T_μ}\dfrac{1}{8T_μ p}$.

Последнее операторное выражение может быть условно названо «астатической жесткостью», так как в астатической системе регулирования скорости для установившегося режима $\beta_{СП} = \infty$.

Линеаризованный измеритель рассогласования ИР представляется в нашей модели пропорциональным звеном с передаточным коэффициентом $k_δ$.

Приведенные выше передаточные функции отдельных составных частей расчетной модели СЭП позволяют получить результирующие передаточные функции:

для разомкнутого контура положения —

$$W_0(p) = \frac{\theta(p)}{\delta(p)} = \frac{D_ν}{p^ν}\frac{A_{РП}(p)A_{СП}(p)}{D_{СП}(p)}; \qquad (7.4)$$

для замкнутого контура положения —

$$W(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)} = \frac{A_{РП}(p)A_{СП}(p)}{D(p)}. \qquad (7.5)$$

Здесь

$$D(p) = \frac{p^ν}{D_ν}D_{СП}(p) + A_{РП}(p)A_{СП}(p) = d_0 p^l + d_1 p^{l-1} + \ldots + d_{n-1}p + 1 \qquad (7.6)$$

представляет собой характеристический полином замкнутого СЭП, порядок l которого на ν выше порядка полинома $D_{СП}(p)$. Передаточный коэффициент

$$D_ν = \frac{k_δ k_{РП} k_{СП}}{T_{РП}^{ν-1}} \qquad (7.7)$$

называется добротностью СЭП по ν-й производной выходного угла.

7.2. Точностные показатели следящих электроприводов

Приведенные выше передаточные функции позволяют получить общие выражения для ошибок СЭП:

от основного задающего воздействия —

$$\delta_{з}(p) = \frac{\theta_{з}(p)}{1 + W_0(p)} = \frac{D_{СП}(p)}{D(p)} \frac{p^{\nu}\theta_{з}}{D_{\nu}}; \qquad (7.8)$$

от момента нагрузки —

$$\delta_{м}(p) = \frac{B_{м}(p)}{D(p)} \frac{p^{\nu-1} M_{наг}}{D_{\nu}\beta_{СП}(p)}; \qquad (7.9)$$

от основного задающего воздействия при П-РС и П-РП, но с учетом дополнительных воздействий по производным задающего угла, связанных с настройкой их параметров по условию $k_{з1} = 1/k_{СП}$, $k_{з2} = d_{СП\,n-1}/k_{СП}$, ..., $k_{зm} = d_{СП\,n-m+1}/k_{СП}$ —

$$\delta_{з.к}(p) = \frac{\dfrac{d_{СП0}}{d_{СП\,n-m}} p^{n-m} + \dfrac{d_{СП1}}{d_{СП\,n-m}} p^{n-m-1} + \ldots + 1}{D(p)} \frac{p^{m+1}\theta_{з}}{D_1/d_{СП\,n-m}}; \qquad (7.10)$$

по каналу момента нагрузки —

$$\delta_{м}(p) = \frac{B_{м}(p)}{D(p)} \frac{M_{наг}}{D_1\beta_{СП}}. \qquad (7.11)$$

Из выражения (7.10) следует, что при дополнительных воздействиях в виде m производных задающего угла $\theta_{з}$ СЭП приобретает астатизм порядка $\nu = m + 1$ даже при пропорциональных РП и РС. Однако по каналу нагрузки согласно формуле (7.11) система управления оказывается статической, т.е. $\nu = 0$. Данный способ получения желаемого порядка астатизма проще реализовать в цифровых системах программного управления, в которых дополнительные задающие сигналы $k_{з1}p\theta_{з}$, $k_{з2}p^2\theta_{з}$ формируются как разности первого и второго порядка цифрового сигнала $\theta_{з}[n]$.

Кроме ошибок $\delta_{з}$ и $\delta_{м}$ в данных электроприводах имеет место ошибка от помех на входе ($\theta_{п}$), которые обусловлены различными измерительными погрешностями. Например, бортовые качания движущегося по орбите искусственного спутника связи дают помеху в задающем сигнале орбитального движения, пульсации напряжения питания в ЗУ и ИР, квантованность по уровню в цифровых входных устройствах и т.д. Эти помехи малы относительно полного полезного сигнала. Однако в высокоточных СЭП, в которых допустимая ошибка также мала, помехи соизмеримы с ней и должны учитываться. Данные помехи носят стохастический характер, и ошибка от них определяется как среднеквадратичная ($\overline{\delta}_{п}^2$) через спектральную плотность помех $S_{п}(\omega)$ [3]:

$$\overline{\delta}_{п}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |W(j\omega)|^2 S_{п}(\omega) d\omega, \qquad (7.12)$$

где $|W(j\omega)|$ — модуль передаточной функции по каналу управления замкнутого СЭП.

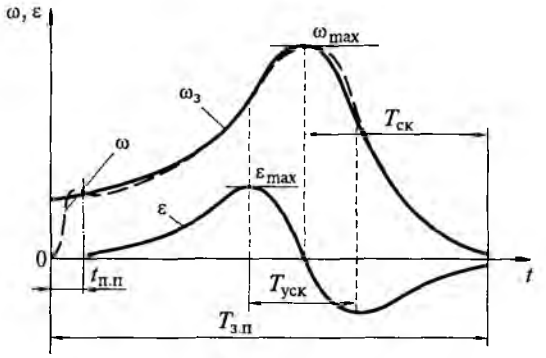


Рис. 7.4. Квазиустановившийся режим слежения

Полученные выражения для ошибок СЭП в операторной форме позволяют определить эти ошибки как оригиналы от соответствующих изображений, т.е. как функции времени в любых динамических режимах, если заданы внешние воздействия в зависимости от времени. Процессы позиционирования и слежения при перемещении РО из одной позиции в другую могут быть самые разнообразные, однако их общей особенностью является тот факт, что продолжительность заданного перемещения, как правило, существенно больше собственного времени переходного процесса электропривода.

Такой режим слежения, в котором времена максимальных изменений перемещения $T_{з.п}$, скорости $T_{ск}$, ускорения $T_{уск}$ намного превышают время переходного процесса $t_{п.п}$, т.е. $T_{з.п} \gg t_{п.п}$; $T_{ск} \gg t_{п.п}$; $T_{уск} \gg t_{п.п}$ (рис. 7.4), может быть назван квазиустановившимся [19]. В этом режиме временем переходного процесса можно пренебречь, следовательно, можно пренебречь динамическими ошибками и учитывать только соответствующие установившиеся значения ошибок, которые определяются из выражений (7.8)—(7.11):

для СУ-П по рассогласованию —

$$\delta_з \approx \frac{p^{\nu}\theta_э}{D_{\nu}}; \tag{7.13}$$

$$\delta_м \approx \frac{p^{\nu-1}M_{наг}}{D_{\nu}\beta_{СП}(p)}; \tag{7.14}$$

для комбинированной СУ-П —

$$\delta_{з.к} \approx \frac{p^{m+1}\theta_э}{D_{m+1}}; \tag{7.15}$$

$$\delta_{\text{м}} \approx \frac{M_{\text{наг}}}{D_1 \beta_{\text{СП}}}, \qquad (7.16)$$

где m — число производных задающего угла, вводимых в СЭП как дополнительные задающие сигналы; D_{m+1} — добротность СЭП с комбинированным управлением, с $^{-(m+1)}$ $D_{m+1} = D_1 / d_{\text{СП}\,n-m}$.

Из приведенных выражений для ошибок следует, что при увеличении любым способом порядка астатизма СЭП уменьшаются его ошибки по каналу управления в квазиустановившихся режимах. Ошибки по каналу нагрузки также снижаются при увеличении ν, но только за счет интегральных составляющих в регуляторах положения и скорости.

Ошибка, или рассогласование, СЭП — это его основной технологический показатель. Однако абсолютное значение ошибки еще не полностью характеризует качество СЭП в отношении его точности. Чем меньше значение δ можно получить в СЭП, тем выше качество, в первую очередь, измерителя рассогласования и датчика рассогласования, но еще не СЭП в целом. Действительно, сравним два СЭП: в первом реализуется точность $\delta = 1'$ при скорости $\omega = 5'/\text{с}$, а во втором $\delta = 1°$ при $\omega = 50°/\text{с}$. Можно ли утверждать, что первый СЭП по своему точностному качеству лучше, чем второй СЭП? На этот вопрос следует дать отрицательный ответ, так как при одной и той же аппаратуре, измеряющей δ, второй СЭП обеспечит точность $\delta = 1'$ при скорости в 10 раз большей, т.е. при $\omega = 50'/\text{с}$, поскольку его добротность по скорости $D_1 = 50\ \text{с}^{-1}$ в 10 раз выше, чем у первого СЭП. Следовательно, второй СЭП при той же ошибке имеет бóльшую производительность, а при той же производительности — меньшую ошибку, чем у первого СЭП. Таким образом, наряду с абсолютным значением ошибки другим важным точностным показателем СЭП является его добротность по той производной угла, порядок которой равен порядку астатизма ν.

Для системы управления по рассогласованию

$$D_\nu = \frac{p^\nu \theta_3}{\delta_{3\nu}} = \frac{k_\delta k_{\text{РП}} k_{\text{СП}}}{T_{\text{РП}}^{\nu-1}}; \qquad (7.17)$$

для комбинированной системы управления

$$D_\nu = \frac{p^{m+1} \theta_3}{\delta_{3\,m+1}} = \frac{k_\delta k_{\text{РП}} k_{\text{СП}}}{d_{\text{СП}\,n-m}}, \qquad (7.18)$$

где $\delta_{3\nu}$ и δ_{3m+1} — установившиеся значения ошибок при движении СЭП с $p^\nu \theta_3 = \text{const}$.

Когда СЭП обладает астатизмом порядка ν, все установившиеся значения ошибок по каналу управления при $p^i \theta_3 = \text{const}$ для $i < \nu$ равны нулю.

В квазиустановившихся режимах СЭП динамические ошибки занимают небольшой интервал времени и проявляются в основном в начале и конце процесса слежения, когда задающий сигнал прикладывается или снимается скачком. При этом влияние динамических ошибок на величину интегральной среднеквадратичной ошибки слежения весьма незначительно. Большее значение динамические ошибки приобретают во вспомогательных режимах — «поиска» и «захвата» объекта слежения, быстрого «переброса» рабочего органа из одной позиции в другую. Максимальные значения ошибок в динамических режимах СЭП важны для определения требований к измерителю рассогласования, к запасам электропривода по скорости и ускорению. Анализируются динамические ошибки на типовых расчетных режимах скачкообразного изменения задающего сигнала. К таким режимам относят отработку скачков заданий угла, скорости и ускорения (рис. 7.5). По допустимому максимальному значению ошибки δ_{max} определяются ширина линейного участка характеристики управления измерителя рассогласования и необходимые запасы по скорости ω_{max} и ускорению ε_{max} СЭП (см. рис. 7.5, *б*, *в*). При неизменном моменте нагрузки ошибка по каналу нагрузки $\delta_м$ имеет место только в СЭП с $\nu = 1$ и определяется согласно выражению (7.16). В режиме отработки скачка задающей скорости ($\omega_з = \text{const}$; $\theta_з = \omega_з t$) установившееся значение ошибки согласно (7.13) $\delta_{ск} = \omega_з / D_1$ для $\nu = 1$ и $\delta_{ск} = 0$ для $\nu = 2$.

В режиме отработки скачка задающего ускорения ($\varepsilon_з = \text{const}$; $\omega_з = \varepsilon_з t$; $\theta_з = \varepsilon_з t^2/2$) установившаяся ошибка линейно нарастает для $\nu = 1$ и остается неизменной $\delta_{уск} = \varepsilon_з / D_2$ для $\nu = 2$.

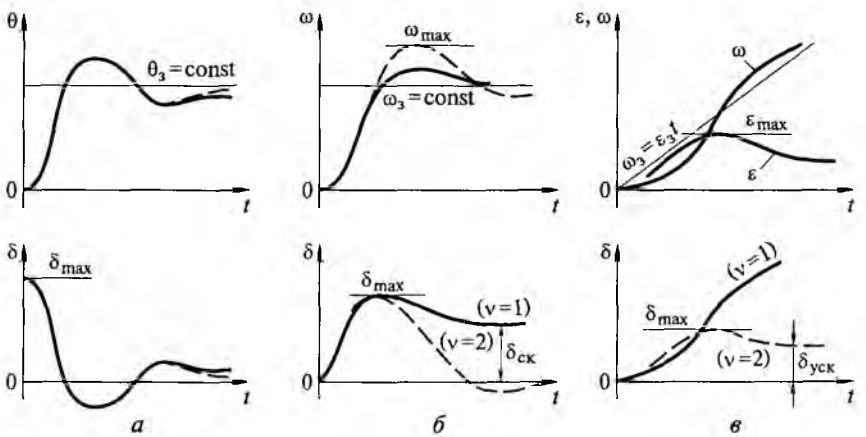


Рис. 7.5. Графики отработки СЭП скачков заданий угла (*а*), скорости (*б*) и ускорения (*в*)

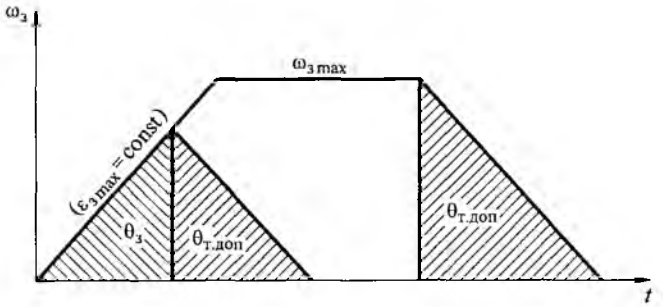


Рис. 7.6. Оптимальная по быстродействию тахограмма ПЭП

В отличие от СЭП, для позиционного электропривода зона перемещения рабочего органа не задается и может быть выбрана произвольной, а задаются только начальное и конечное положения РО и точность позиционирования. Тип траектории выбирается из дополнительных условий и ограничений. Таким условием может быть, например, минимум времени отработки заданного перемещения при ограничении максимальных значений скорости и ускорения. Построенная по данному условию тахограмма ПЭП, оптимальная по быстродействию, имеет трапецеидальный вид (рис. 7.6). Реализовать подобную тахограмму можно при ПЭП с программным управлением (см. рис. 7.1). Для этого задающее устройство (ЗУ) должно формировать соответствующие тахограмме сигналы, пропорциональные задающим углу $\theta_з$, скорости $\omega_з$, ускорению $\varepsilon_з$ с учетом ограничений максимальных значений $\omega_{з\,max}$ и $\varepsilon_{з\,max}$. В зависимости от величины углового перемещения $\theta_{з.п}$ тахограмма может быть треугольной при $\theta_{з.п} \le \omega^2_{з\,max}/\varepsilon_{з\,max}$ или трапецеидальной при $\theta_{з.п} > \omega^2_{з\,max}/\varepsilon_{з\,max}$. Команда на торможение ПЭП должна даваться ЗУ в момент времени, когда пройденный путь $\theta_з$ в сумме с допустимым тормозным путем $\theta_{т\,доп}$ сравняется с заданным перемещением, т.е. $\theta_з + \theta_{т.доп} = \theta_{з.п}$.

Структурная схема ЗУ, формирующего оптимальную тахограмму ПЭП, приведена на рис. 7.7. Входной сигнал ЗУ — напряжение $u_{з.п}$, задающее требуемую величину перемещения рабочего органа, а выходной сигнал — напряжение $u_з$, задающее закон перемещения, соответствующий оптимальной тахограмме. В схеме предусмотрены два ограничителя уровней — скорости (ОУ1) ($u_{з\,c\,max} = k_{з.с}\omega_{з\,max}$) и ускорения (ОУ2) ($u_{з.у\,max} = k_{з.у}\varepsilon_{з\,max}$), функциональный преобразователь (ФП), формирующий сигнал задания тормозного пути $u_{з.т.п} = k\dfrac{\omega_з^2}{2\varepsilon_{з\,max}}$, и два интегратора, формирующих сигналы $\omega_з$ (И1) и $\theta_з$ (И2). Данное ЗУ позволяет реализовать комбинированное управление в ПЭП с помощью дополнительных сигна-

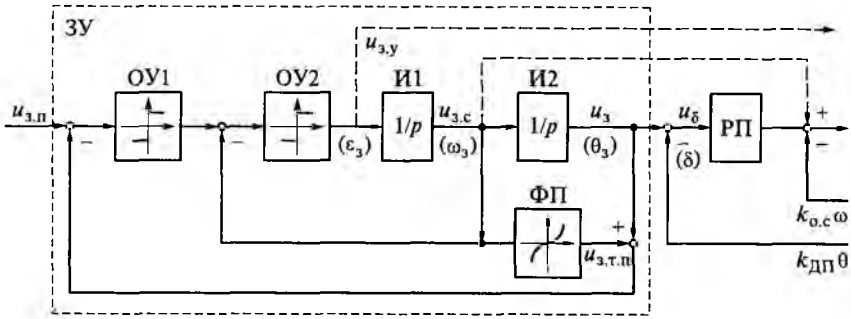


Рис. 7.7. Структурная схема задающего устройства ПЭП

лов задания скорости $u_{з.с}$ и ускорения $u_{з.у}$, что позволяет при простейшем пропорциональном регуляторе положения РП компенсировать ошибки по скорости и ускорению согласно выражению (7.15).

Для электроприводов постоянного тока с простой подвижной частью в виде одномассового звена широкое применение нашли системы управления, построенные по принципу подчиненного регулирования координат. Позиционный и следящий электроприводы, выполненные по данному принципу, представляют собой трехконтурные системы с контурами тока, скорости и положения. При стандартных настройках контуров на модульный или симметричный оптимум с помощью П- и ПИ-регуляторов соответствующие структуры систем управления могут быть названы типовыми, так как они применяются для широкого класса электроприводов различного назначения и мощности. В качестве преобразователя, питающего двигатель, используются в основном полупроводниковые управляемые преобразователи, тиристорные или транзисторные. Структурная схема следящего электропривода с подчиненным регулированием координат и дополнительным заданием по скорости приведена на рис. 7.8. Штриховой линией выделена скоростная подсистема (СП), которая настроена на модульный или симметричный оптимум.

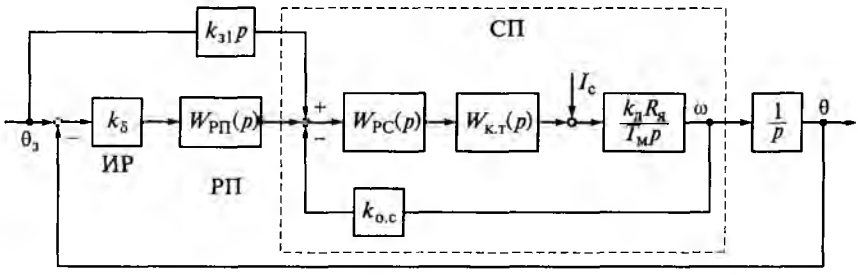


Рис. 7.8. Структурная схема СЭП с типовой системой управления

Для определения точностных показателей типовых структур СЭП требуется выполнить настройку контура положения на модульный или симметричный оптимум в зависимости от типа регулятора положения (РП).

Используя принцип оптимизации при подчиненном регулировании координат (см. подразд. 5.3), можно получить выражения добротности и ошибок СЭП для разных вариантов типовых регуляторов скорости и положения (табл. 7.1).

Сопоставляя по точностным показателям в квазиустановившихся режимах варианты типовых структур, приведенные в табл. 7.1, можно отметить следующее. Наиболее динамичной оказывается структура с П-РС и П-РП с дополнительным заданием по скорости. По каналу управления данный СЭП имеет астатизм второго

Таблица 7.1

Выражения добротности и ошибок СЭП для типовых регуляторов скорости и положения

Тип РС	Добротность и ошибки СЭП	Выражения при типе РП			
		П	П*	ПИ	ПИД**
П	D	$D_1 = \dfrac{1}{8T_\mu}$	$D_{m+1} = \dfrac{D_1}{d_{СП2}} = \dfrac{1}{32T_\mu^2}$	$D_2 = \dfrac{1}{128T_\mu^2}$	$D_2 = \dfrac{1}{64T_\mu^2}$
	$\delta_э$	$\dfrac{\omega_э}{D_1} = \delta_{СК}$	$\dfrac{p^{m+1}\theta_э}{D_{m+1}} = \dfrac{\varepsilon_э}{D_2}$	$\dfrac{\varepsilon_э}{D_2} = \delta_{уск}$	$\dfrac{\varepsilon_э}{D_2} = \delta_{уск}$
	$\delta_м$	$\dfrac{M_{наг}}{D_1\beta T_м/4T_\mu}$	$\dfrac{M_{наг}}{D_1\beta T_м/4T_\mu}$	$\dfrac{pM_{наг}}{D_2\beta T_м/4T_\mu}$	$\dfrac{pM_{наг}}{D_2\beta T_м/4T_\mu}$
ПИ	D	$D_1 = \dfrac{1}{16T_\mu}$	$D_{m+2} = \dfrac{D_1}{d_{СП3}} = \dfrac{1}{(8T_\mu)^3}$	$D_2 = \dfrac{1}{512T_\mu^2}$	—
	$\delta_э$	$\dfrac{\omega_э}{D_1} = \delta_{СК}$	$\dfrac{p^3\theta_э}{D_{m+2}} = \dfrac{p\varepsilon_э}{D_3}$	$\dfrac{\varepsilon_э}{D_2} = \delta_{уск}$	—
	$\delta_м$	$\dfrac{8T_\mu pM_{наг}}{D_1\beta T_м/4T_\mu}$	$\dfrac{8T_\mu pM_{наг}}{D_1\beta T_м/4T_\mu}$	$\dfrac{8T_\mu p^2M_{наг}}{D_2\beta T_м/4T_\mu}$	—

* П-регулятор с дополнительным заданием по скорости $u_{з.с} = k_{з1}\omega_э$.

** ПИД-регулятор с передаточной функцией $W_{РП} = \dfrac{(8\sqrt{2}T_\mu p + 1)(2T_\mu p + 1)}{T_0 p}$

порядка и добротность по ускорению, бóльшую в $\frac{64T_{\mu}^2}{32T_{\mu}^2} = 2$ раза, чем у структуры с ПИД-РП, и в $\frac{128T_{\mu}^2}{32T_{\mu}^2} = 4$ раза, чем у структуры с ПИ-РП. Аналогичные соотношения имеют и ошибки по ускорению при равенстве нулю ошибок по скорости. Наименее динамичной оказывается структура с ПИ-РС и ПИ-РП, у которой добротность по ускорению в $\frac{512T_{\mu}^2}{32T_{\mu}^2} = 16$ раз меньше, чем у наиболее динамичной структуры. Однако по каналу момента нагрузки данный СЭП обладает наибольшим порядком астатизма, равным двум. Наибольший астатизм, равный трем, по каналу управления имеет структура с ПИ-РС и П-РП с дополнительным заданием по скорости. Это означает, что от задающего сигнала ошибка появится только при изменении ускорения, т.е. это будет ошибка по рывку. Ошибки при задающих сигналах $\theta_з = \text{const}$, $\omega_з = \text{const}$; $\varepsilon_з = \text{const}$ у данной структуры СЭП равны нулю.

Таким образом, повышение порядка астатизма снижает ошибки СЭП для квазиустановившихся режимов с достаточно низкой частотой входных воздействий. Однако в режимах отработки скачков воздействий возрастают динамические ошибки при повышении астатизма и системы становятся более чувствительными к изменению коэффициентов усиления. Поэтому астатизм $\nu = 2...3$ целесообразно реализовывать в структурах СЭП с комбинированным управлением, которые имеют такую же устойчивость, как у структур с $\nu = 1$.

У позиционных электроприводов, для которых характерно программное задание на перемещение, к типовым структурам могут быть отнесены структуры с комбинированным управлением. При задании перемещения без программирования закона движения типовыми являются простые структуры с П-РП и с П-РС или ПИ-РС. Однако при стандартной настройке РП характер отработки перемещений разной величины в зависимости от степени насыщения РС будет различным: в соответствии с настройкой; с большим перерегулированием; с затягиванием процесса.

Для получения одинакового характера процессов позиционирования при отработке перемещений разной величины с примерным постоянством ускорения $\varepsilon = \text{const} = \varepsilon_{доп}$ требуется, чтобы напряжение РП в момент начала торможения соответствовало бы начальной скорости торможения, т.е.

$$u_{РП} = k_{\delta} k_{РП} \Delta\theta = u_{з.с} \approx k_{о.с}\omega_т.$$

Здесь $\omega_т = \sqrt{2\varepsilon_{доп}\theta_т}$, где $\theta_т$ — угловой тормозной путь, рад.

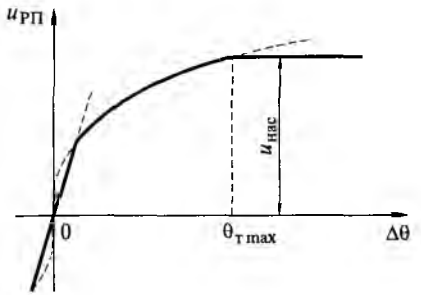


Рис. 7.9. Параболическая характеристика регулятора положения

Так как $\theta_т = \Delta\theta$, то

$$u_{РП} = k_{о.с}\sqrt{2\varepsilon_{доп}\theta_т}. \quad (7.19)$$

Характеристика управления РП приобретает параболический вид с бесконечно большой производной в начале координат. Для обеспечения устойчивости контура положения начальный участок характеристики заменяется прямолинейным участком с коэффициентом, определяющим желаемый процесс позиционирования «в малом» (рис. 7.9). Максимальное напряжение РП $u_{нас}$ определяется максимально допустимой скоростью привода при отключенной обратной связи по положению.

Когда подвижная часть привода представляет собой двухмассовое звено, параболический РП оказывается недостаточно эффективным. В этом случае задача оптимального позиционирования с заданными уровнями максимальной скорости и постоянного ускорения решается с помощью программного управления с дополнительными заданиями по скорости и ускорению (см. рис. 7.7).

Для редукторных тихоходных СЭП с двухмассовым механическим звеном с упругой связью стандартная оптимизация скоростной подсистемы по принципу подчиненного регулирования может оказаться неэффективной. В системе возникают низкочастотные резонансные колебания, слабо демпфируемые приводом из-за токоограничения и слабого влияния упругого момента на контур тока. Улучшить динамические показатели СП в структуре с подчиненным регулированием можно введением дополнительного параллельного корректирующего устройства, оказывающего демпфирующее действие на СП наподобие вязкого трения в механическом звене.

Синтез данного корректирующего устройства, определяющий структуру и параметры его предаточной функции $W_{д.к}(p)$, выполняется методом дополнительной параллельной коррекции — приравниванием передаточной функции скоростной подсистемы $W_{СП}$ с корректирующей обратной связью желаемой передаточной функции:

$$\frac{W_{СП}(p)}{1 + W_{д.к}(p)W_{СП}(p)} = W_{жел}(p),$$

откуда

$$W_{д.к}(p) = \frac{1}{W_{жел}(p)} - \frac{1}{W_{СП}(p)}. \quad (7.20)$$

Согласно выражению (7.20) и без учета обратной связи по упругому моменту

$$W_{\text{д.к}}(p)=\frac{D_{\text{к.с}}(p)\left[T_2^2p^2+(T_\rho+\Delta T_{\rho\text{жел}})p+1\right]}{k_{\text{СП}}(T_\rho p+1)}-\frac{D_{\text{к.с}}(p)(T_2^2p^2+T_\rho p+1)}{k_{\text{СП}}(T_\rho p+1)},$$

где $D_{\text{к.с}}(p)$ — оператор контура скорости двигателя, настроенного на модульный оптимум, $D_{\text{к.с}}(p)=4T_\mu p\left[2T_\mu p(T_\mu p+1)+1\right]+1$; T_2 — резонансная постоянная времени РО, с, $T_2=\sqrt{\frac{J_2}{c_{12}}}$, T_ρ — постоянная времени вязкого трения механической передачи, с, $T_\rho=\rho/c_{12}$.

Принимая $D_{\text{к.с}}(p)\approx 4T_\mu+1$ и вводя дополнительный фильтр с постоянной времени T_ϕ, получаем:

$$W_{\text{д.к}}(p)=\frac{u_{\text{д.к}}}{\omega_2}=\frac{(4T_\mu p+1)\Delta T_{\rho\text{жел}}p}{k_{\text{СП}}(T_\rho p+1)(T_\phi p+1)}. \qquad (7.21)$$

Желаемого уровня демпфирования резонансных колебаний в СП можно достичь настройкой коррекции по условию

$$\Delta T_{\rho\text{жел}}=2T_2(\xi_{\text{жел}}-\xi_{\text{мех}}), \qquad (7.22)$$

где $\xi_{\text{мех}}$ — собственный коэффициент демпфирования механической передачи, примерно равный 0,03...0,06.

При $\xi_{\text{жел}}\geq\sqrt{2}/2$ перерегулирование демпфированного механического звена не превышает 5 %.

При наличии зазоров и других нелинейностей в СП линейная коррекция (7.21) может оказаться недостаточно эффективной. Тогда потребуется некоторая нелинейная коррекция алгоритма, реализуемая с помощью, например, фаззи-управления.

7.3. Примеры непрерывных систем управления следящего электропривода постоянного тока

Современные системы программного управления положением электропривода выполняются, как правило, цифровыми, так как задать требуемый закон перемещения рабочего органа (РО) проще и точнее с помощью цифровой техники, чем аналоговой, а цифровые датчики положения могут быть выполнены на бóльшую точность, чем аналоговые. Непрерывные системы управления характерны для СЭП с режимом автосопровождения, когда закон движения не задан, а управление ведется по сигналу рассогласования, а также для СЭП со вспомогательным режимом ручного управления, в котором для сигнала рассогласования используется сельсинная пара. Примерами СЭП с непрерывными системами

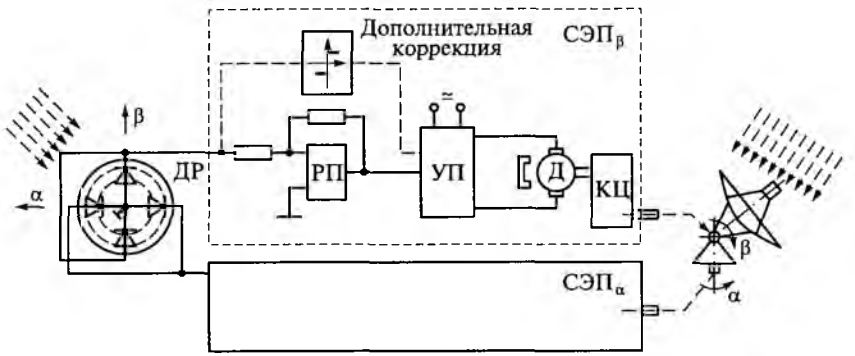


Рис. 7.10. Схема одноконтурного СЭП солнечной печи

управления могут служить СЭП копировальных станков, антенных установок космической связи, солнечных печей прямого наведения, некоторых специализированных подъемно-транспортных установок и т. п.

В качестве примера СЭП с простейшей системой управления рассмотрим одноконтурный следящий электропривод солнечной печи прямого наведения [21] (рис. 7.10). Двухкоординатная система наведения на Солнце зеркала солнечной печи оборудована двумя СЭП — угломестным (СЭП$_\beta$) и азимутальным (СЭП$_\alpha$) — с общим фотоэлектрическим датчиком рассогласования ДР и отдельными для каждого электропривода регулятором положения РП, управляемым преобразователем УП и двигателем Д с кинематической цепью КЦ. Такая печь может использоваться как автономная энергетическая установка, преобразующая солнечную энергию в тепловую и электрическую для бытового назначения, а также как термическая установка для различных высокотемпературных технологий — температурных обработки и испытаний материалов, выращивания полупроводниковых кристаллов и т. п. Особенности СЭП солнечной печи: малая мощность (от единиц до десятков ватт) из-за низкой скорости перемещения объекта слежения — Солнца; низкая резонансная частота установки и слабое демпфирование механических колебаний приводом из-за больших передаточных отношений кинематической цепи (десятки — сотни тысяч); значительный момент сухого трения кинематической цепи; трудность измерения скоростей рабочего органа и двигателя. Поскольку объект слежения является мощным световым источником, то наиболее просто реализовать режим автосопровождения на основе фотоэлектрического датчика. Для СЭП СП требуются относительно небольшие добротности по скорости и ускорению (менее соответственно 1 $с^{-1}$ и 0,1 $с^{-2}$), которые обеспечиваются одним П- или ПИ-регулятором положения. Для компенсации ошибки от нелинейного момента сухого трения можно рекомен-

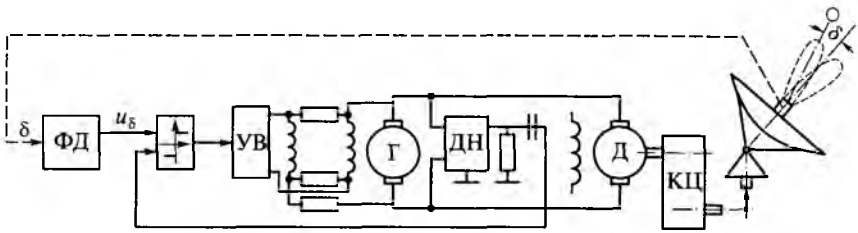


Рис. 7.11. Схема СЭП антенной установки

довать дополнительную коррекцию, действующую параллельно с РП и реализуемую на операционном усилителе с релейной характеристикой.

Примером более сложной непрерывной системы управления может служить СУ СЭП антенной установки (АУ). Так же, как и солнечная печь прямого наведения, АУ осуществляет функцию слежения за космическими объектами (ИСЗ, космические станции) в режиме автосопровождения по сигналу датчика рассогласования радиолокационного типа. В отличии от СЭП СП мощность СЭП АУ и его требуемые точностные показатели существенно выше. Па рис. 7.11 показана схема СЭП, в котором сигнал ошибки δ формируется в антенной радиосистеме и через фазовый детектор ФД подается на вход усилителя управляемого возбудителя УВ. При использовании в качестве управляемого преобразователя генератора постоянного тока система управления может быть выполнена так, чтобы генератор осуществлял функцию силового ПИ-регулятора положения.

Для этого генератор Г с датчиком напряжения ДН включается по схеме с критическим самовозбуждением и охватывается обратной гибкой связью по ЭДС с передаточной функцией $\frac{\alpha T_c p}{(T_c p+1)}$.

Внутри контура регулирования включен усилитель с большим коэффициентом усиления (в пределе бесконечным), что позволяет использовать скользящий режим управления. Замкнутый контур ЭДС генератора представляет собой силовой ПИ-регулятор положения с передаточной функцией $\frac{(T_c p+1)}{\alpha T_c p}$, включенный на двигатель Д с кинематической цепью КЦ. При такой структуре СЭП оказывается весьма простым, надежным и достаточно точным, что подтвердила его эксплуатация в системе телевизионной связи «Орбита» в течение ряда десятилетий.

Однако при низкой механической резонансной частоте АУ и слабой демпфирующей способности привода, что характерно для тихоходных СЭП, для реализации требуемых высоких точностных

показателей систему управления приходится усложнять, чтобы усилить демпфирование и тем самым повысить полосу пропускания скоростной подсистемы. Для этого используется, как показано в подразд. 7.2, дополнительная параллельная коррекция согласно выражению (7.21).

В крупных антенных установках применяются многодвигательные электроприводы по каждой координате. В таких приводах могут возникать противофазные колебания роторов двигателей, для подавления которых также требуются корректирующие средства в составе системы управления.

На рис. 7.12 приведен вариант двухдвигательного СЭП с тиристорными преобразователями ТП1, ТП2 с отдельными контурами тока и общим контуром скорости для одной координаты антенной установки.

В СЭП предусмотрены режим программного управления от цифрового программного устройства ПУ с цифроаналоговым преобразователем ЦАП и режим автосопровождения (АС) с использованием измерительного устройства ИУ, формирующего сигнал ошибки u_δ. Выбор того или иного режима осуществляется с помощью ключей $К_{ПУ}$ и $К_{АС}$. Два двигателя Д1 и Д2 через редукторы Р1 и Р2 приводят во вращение исполнительный вал антенной установки.

Каждый двигатель (Д1, Д2) получает питание от индивидуального тиристорного преобразователя (ТП1, ТП2), входящего в состав контура тока с настройкой регулятора (РТ1, РТ2) на модульный оптимум. Каждый контур тока получает задание на ток двигателя с выхода своего усилителя (У1, У2). Характеристики управления У1 и У2 имеют смещение, создающее при нулевом входном сигнале разнонаправленные моменты двигателей Д1 и Д2, компенсирующие люфты в кинематической цепи двухдвигательного привода. Оба двигателя входят в состав одного общего контура скорости с формируемой преобразователем П отрицательной обратной связью по полусумме сигналов тахогенераторов ТГ1 и ТГ2, т.е. по среднему значению скоростей двух двигателей. Пропорциональный регулятор скорости РС настраивает контур на модульный оптимум. Регулятор положения РП с интегральной составляющей типа ПИ или ПИД настраивается по условию требуемой точности и желаемой динамики данного СЭП.

Однако оптимальные настройки даже всех контуров не дают тех динамических показателей, которые имел бы однодвигательный электропривод с жестким одномассовым звеном. Упругая механическая передача, связывающая двигатели с подвижной частью антенной установки, обусловливает возникновение резонансных колебаний в данной трехмассовой электромеханической системе.

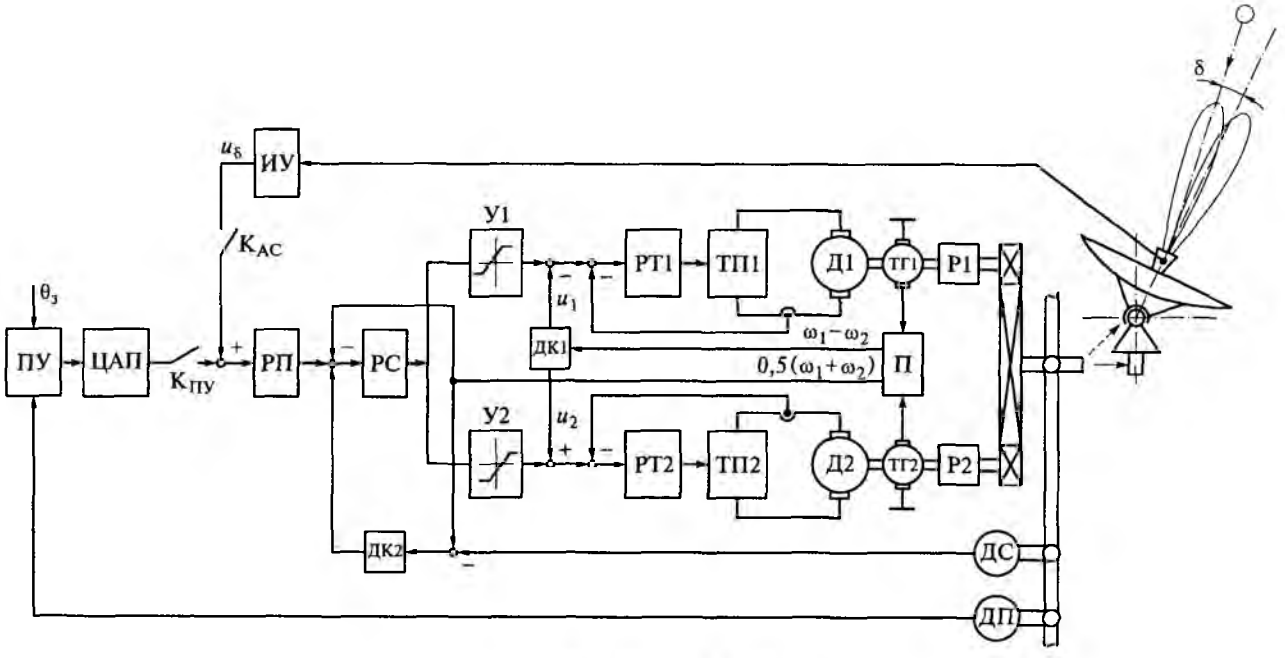


Рис. 7.12. Схема двухдвигательного СЭП

Некоторая несимметрия в значениях параметров и моментов сопротивления по каналам двигателей может вызывать взаимные противофазные колебания скоростей двух двигателей при неизменной скорости АУ. Для устранения данных колебаний используется устройство демпфирующей коррекции ДК1, которое подает на входы контуров тока сигналы, пропорциональные разности скоростей двигателей ($\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$), равные по величине, но противоположные по знаку, т.е. $u_i = (-1)^i k\Delta\omega$, где $i = 1, 2$ — номер контура тока. При полной симметрии каналов двух двигателей их можно рассматривать как один канал с одним эквивалентным двигателем с удвоенными моментом и коэффициентом жесткости объединенной кинематической цепи. При этом в скоростной подсистеме СЭП сохраняется возможность возникновения резонансных слабодемпфированных колебаний объединенных масс двухдвигательного привода и подвижной массы установки, взаимных противофазных колебаний средней скорости двигателей и скорости исполнительного вала (рабочего органа). Для устранения данных колебаний при наличии датчика скорости ДС исполнительного вала может быть использовано устройство демпфирующей коррекции, описанное выше.

В приведенной схеме входным сигналом устройства коррекции ДК2 служит разность скоростей эквивалентного двигателя ($\omega_д = 0{,}5(\omega_1 + \omega_2)$) и исполнительного вала ($\omega_{РО}$) в масштабе одной скорости (например, приведенной к валу двигателя). Данный входной сигнал по $\omega_д - \omega'_{РО}$ по сравнению с сигналом по $\omega'_{РО}$ снижает на два порядка дифференцирование в передаточной функции ДК2. В тихоходных СЭП, когда отсутствует ДС, но имеется цифровое программное устройство ПУ и цифровой датчик положения ДП, коррекция, осуществляемая устройством ДК2, может быть выполнена программным способом с использованием цифрового сигнала ДП.

Контрольные вопросы

1. Поясните понятие «квазиустановившийся режим» следящего электропривода. В чем его отличие от понятия «установившийся режим» электропривода?

2. Какие задающее устройство и тип регулятора положения потребуются для позиционного электропривода при условии отработки заданного перемещения с допустимыми значениями ускорения и скорости и нулевой ошибкой позиционирования?

3. Каково максимальное значение ошибки трехконтурного СЭП с ПИ-РТ, П-РС, ПИ-РП с оптимальными настройками при отработке вхолостую синусоидального воздействия $\theta_з = 2^\circ \cdot \sin 0{,}5t$, если $T_μ = 0{,}01$ с?

4. Чему равна частота задающего сигнала для СЭП с типовыми настройками ПИ-РТ, П-РС и РП, если скоростная ошибка при П-РП равна ошибке по ускорению при ПИ-РП и $T_μ = 0{,}01$ с?

5. Какой регулятор положения требуется для позиционного электропривода, чтобы разные по величине перемещения отрабатывались бы с максимально допустимым по току ускорением?

6. Составьте передаточную функцию контура напряжения СЭП, в который входят генератор с критическим самовозбуждением и входной усилитель, работающий в скользящем режиме (см. рис. 7.11). Какой порядок астатизма имеет данный СЭП?

7. Поясните назначение корректирующих устройств ДК1 и ДК2 в двухдвигательном СЭП (см. рис. 7.12).

8. Какую функцию выполняют усилители У1 и У2 в двухдвигательном СЭП (см. рис. 7.12)?

Глава 8

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ И ПОЛОЖЕНИЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

8.1. Понятие цифровых СУЭП

К цифровым системам управления (ЦСУ) относятся системы, состоящие из цифровых элементов. Термин «цифровой элемент» (ЦЭ) означает определенную конструктивную электротехническую единицу дискретного действия, выполняющую различные функции — логические, вычислительные, преобразовательные, запоминания сигналов. В составе ЦСУ цифровые элементы образуют узлы, выполняющие те или иные задачи управления. На рис. 8.1 приведена схема ЦСУ некоторой координатой x электропривода, где ЦЗУ — цифровое задающее устройство, ЦС — цифровой сумматор, ЦР — цифровой регулятор, ЦАП — цифроаналоговый преобразователь, АЦП — аналогово-цифровой преобразователь, УП-Д — система управляемый преобразователь—двигатель, в которой УП является выходной исполнительной частью СУЭП. Заглавными латинскими буквами обозначены многоразрядные цифровые сигналы.

Входной цифровой сигнал $x_{з0}$ устанавливает исходные параметры для $x_з$, например, $x_{з\,max}$, $\dot{x}_{з\,max}$, $\ddot{x}_{з\,max}$, что означает для выходной управляемой координаты электропривода x, например, для перемещения, соответственно заданные значения перемещения, максимально допустимых скорости и ускорения.

Данная схема ЦСУ по своей структуре аналогична непрерывной СУЭП с теми же функциональными узлами, кроме ЦАП и АЦП, но выполненными на аналоговых элементах. Достоинства

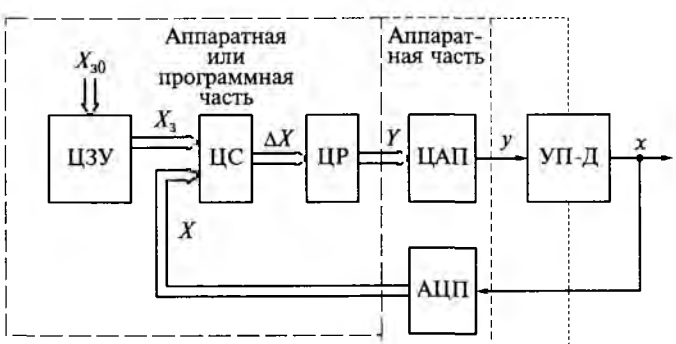


Рис. 8.1. Схема цифровой системы управления одной координатой электропривода

ЦСУ определяются достоинствами цифровых элементов по сравнению с аналоговыми — бóльшими помехоустойчивостью и точностью датчиков скорости и положения, простотой и удобством цифрового задания программы на движения электропривода, неуклонной тенденцией к снижению габаритов и стоимости ЦЭ, к повышению надежности и степени интеграции цифровых узлов.

Функциональные узлы ЦСУ, показанные на рис. 8.1, могут быть реализованы двояко:

аппаратно — каждый функциональный узел представляет собой самостоятельный отдельный блок в составе ЦСУ, выполненный на микросхемах малой и средней степени интеграции;

программно — функциональные узлы выполняются на едином универсальном цифровом устройстве — микроЭВМ и алгоритм их функционирования определяется программой работы этого устройства.

Для изменения алгоритма управления ЦСУ при аппаратном способе требуется замена и соответствующих блоков управления. При программном способе для изменения алгоритма управления требуется лишь изменение программы на той же элементной базе. Такие ЦСУ находят широкое применение в электроприводах производств, где возможны изменения технологических процессов, следовательно, требуются изменения и в задачах управления верхнего уровня. Благодаря быстрому совершенствованию современной технологии изготовления микроЭВМ и микропроцессорных устройств, повышению их качества и снижению стоимости программный способ управления как верхнего, так и нижнего уровней все шире внедряется в системы управления электроприводов.

Цифровые СУЭП (ЦСУЭП) отличаются от непрерывных СУЭП, главным образом, элементной базой, ее дискретностью по уровню сигналов и по времени их действия. ЦСУЭП, как и непрерывные СУЭП, формируют те же требуемые задачами управления алгоритмы, используют те же методы управления — модального управления, подчиненного регулирования, последовательной и параллельной коррекции и т.п. Однако в реализации алгоритмов управления может проявляться дискретность ЦСУЭП, отражающаяся на динамических и точностных показателях электропривода. Поэтому в задачу данной главы входит рассмотрение способов учета дискретностей ЦСУЭП при синтезе цифровых регуляторов и оптимизации контуров регулирования координат электропривода.

8.2. Расчетные модели ЦСУ с учетом дискретности по уровню

При любом способе построения ЦСУ дискретное представление значений цифровых переменных, определяемое конечным

числом их разрядов, вносит отличие в преобразование сигнала по сравнению с непрерывными СУЭП. Эта так называемая дискретность по уровню, или квантовость по уровню, может оказывать существенное влияние на динамические и точностные показатели электропривода с ЦСУ. Поэтому целесообразно оценить влияние данной дискретности на преобразование сигнала в цифровом элементе. Наибольшая квантованность сигнала имеет место в таких преобразовательных элементах, как цифровые датчики, представляющие собой аналогово-цифровые преобразователи (АЦП) и цифроаналоговые преобразователи (ЦАП).

Рассмотрим АЦП. Квантованность по уровню выражается в его многоступенчатой характеристике управления (рис. 8.2, *а*). Такая характеристика вносит нелинейность в ЦСУ. Передаточный коэффициент АЦП, представляющий собой отношение единицы выходной величины (1) к единице входной величины (Δx_0) —

$$k_{\text{АЦП}} = \frac{1}{\Delta x_0} = \Delta x_0^{-1}, \tag{8.1}$$

определяет только усредненную выходную переменную

$$y_{\text{ср}} = k_{\text{АЦП}} x. \tag{8.2}$$

Если заменить выходную переменную y на переменную x' в масштабе входной величины x, то разность

$$x' - x = \Delta x_{\text{п}} \tag{8.3}$$

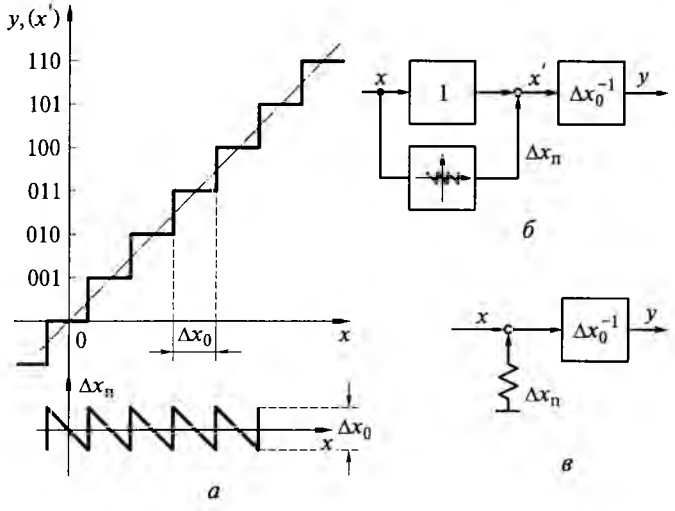


Рис. 8.2. Характеристика управления (*а*), уточненная (*б*) и упрощенная (*в*) расчетные модели АЦП

определит помеху от квантованности по уровню в виде периодической функции от x. Тогда описание нелинейной характеристики АЦП будет определяться выражениями

$$
\begin{aligned}
&y = \Delta x_0^{-1} x';\\
&x' = x + \Delta x_{\text{п}};\\
&\Delta x_{\text{п}} = \sum_{i=1}^{n} \Delta x_{\text{п}i};\\
&\Delta x_{\text{п}i} = -(x - i\Delta x_0), \text{ при } (i - 0,5)\Delta x_0 \le x \le (i + 0,5)\Delta x_0,\\
&\text{иначе } \Delta x_{\text{п}i} = 0,
\end{aligned}
\tag{8.4}
$$

которым соответствует расчетная модель АЦП, приведенная на рис. 8.2, *б*.

Средний квадрат ошибки от квантования будет определяться как дисперсия помехи

$$\Delta\bar{x}_{\text{п}}^2 = \frac{1}{\Delta x_0} \int_{-0,5\Delta x_0}^{0,5\Delta x_0} (-x)^2 dx = \frac{\Delta x_0^2}{12}. \tag{8.5}$$

При интегральной оценке влияния помехи квантования расчетная модель АЦП упрощается (рис. 8.2, *в*). Преобразователь представляется линейным звеном, на входе которого кроме полезного сигнала x действует помеха $\Delta\bar{x}_{\text{п}}$ типа «белого шума» с равновероятными значениями в пределах $-0,5\Delta x_0 \ldots 0,5\Delta x_0$ с корреляционной функцией

$$R_{\text{п}}(\tau) = \Delta\bar{x}_{\text{п}}^2 \delta(t), \tag{8.6}$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция, и спектральной плотностью, равной дисперсии помехи:

$$S_{\text{п}}(\omega) = \Delta\bar{x}_{\text{п}}^2 = \frac{\Delta x_0^2}{12}. \tag{8.7}$$

В таком представлении АЦП влияние помехи от квантования сигнала можно учесть интегральной оценкой ошибки регулирования Δx координаты электропривода

$$\Delta\bar{x}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |W_{\text{п}}(j\omega)|^2 S_{\text{п}}(\omega) d\omega = \frac{\Delta\bar{x}_0^2}{12\pi} \int_0^{\infty} |W_{\text{п}}(j\omega)|^2 d\omega, \tag{8.8}$$

где $|W_{\text{п}}(j\omega)|$ — модуль передаточной функции системы регулирования по каналу помехи квантования, равный $\left|\frac{x}{\Delta x_{\text{п}}}\right|$.

Если при описании АЦП ограничиться усредненной характеристикой управления (8.2), то эффект квантования не будет учитываться в преобразовании сигнала в АЦП.

Таким образом, имеются три варианта расчетной модели АЦП с квантованным по уровню выходным сигналом:

модель 1 — нелинейное звено с многоступенчатой релейной характеристикой управления (см. рис. 8.2, *а*), характеризуемой структурной схемой, показанной на рис. 8.2, *б*;

модель 2 — линейное звено с дополнительным сигналом в виде помехи, имеющей вероятностный характер типа «белого шума» с постоянной спектральной плотностью, равной дисперсии помехи (см. рис. 8.2, *в*);

модель 3 — линейное непрерывное звено без учета квантованности в соответствии с выражением (8.2).

Все сказанное в отношении АЦП распространяется и на ЦАП лишь с тем отличием, что входной величиной ЦАП является безразмерная цифровая переменная y, а выходной — размерная квантованная по уровню переменная x. Следовательно,

$$x_{\text{ср}} = k_{\text{ЦАП}} y, \tag{8.9}$$

где $k_{\text{ЦАП}} = \Delta x_0$ — передаточный коэффициент ЦАП (Δx_0 — дискретная единица выходной переменной ЦАП).

Выбор той или иной расчетной модели АЦП или ЦАП можно выполнить по уровню искажения полезного сигнала, проходящего через квантованный преобразователь. Уровень искажения оценивается отношением «полезный сигнал — шум»

$$k_s = \frac{x_m}{\Delta x_{\text{п}\,m}}, \tag{8.10}$$

где x_m — амплитуда синусоидального полезного сигнала; $\Delta x_{\text{п}\,m}$ — амплитуда эквивалентной синусоидальной помехи квантования

$$(\Delta x_{\text{п}\,m} = \sqrt{2 x_{\text{п}}} = \frac{\Delta x_0}{\sqrt{6}}),$$

и в логарифмическом масштабе

$$L_s = 20 \lg k_s. \tag{8.11}$$

Величины k_s и L_s связаны с числом уровней дискретности N и числом разрядов n преобразователей:

$$N = \frac{x_{\max}}{\Delta x_0} = a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \ldots + a_0 2^0, \tag{8.12}$$

где $x_{\max}$ — максимальный выходной сигнал преобразователя.

Для $n = \text{const}$ $N_{\min} = 2^{n-1} = \frac{1}{2} 2^n$, $N_{\max} = 2^n - 1 = 2N_{\min} - 1$.

Для полезного сигнала, равного максимальному выходному сигналу преобразователя, $k_s = \sqrt{6} N$.

Чем больше k_s, тем меньше искажения, вносимые в полезный сигнал квантованных преобразователей, тем большее число уровней дискретности у него требуется.

Можно выделить два значения k_s — $k_{s\max}$ и $k_{s\min}$, такие, что

если $k_s > k_{s\max}$, то ошибка от квантования пренебрежима мала и используется модель 3;

если $k_s < k_{s\min}$, то ошибка от квантования соизмерима с полезным сигналом и используется модель 1;

если $k_{s\min} \le k_s \le k_{s\max}$, то ошибка от квантования заметна, но может учитываться приближенно с использованием модели 2.

Оценить количественно граничные значения $k_{s\max}$ и $k_{s\min}$ можно лишь с определенной долей условности. Так, принимая точность измерения полезного сигнала $\Delta x_m = 1\,\%$, получим $k_{s\max} = 100$. При $k_s > 100$ амплитуда помехи от квантования $\Delta x_{пm}$ будет меньше ошибки измерения сигнала x_m и квантованностью по уровню можно обоснованно пренебречь. Если принять значение $k_{s\min} = 10$, то при $k_s < 10$ помеха от квантования $\Delta x_{пm}$ составит более 10 % от сигнала x_m, т.е. будет соизмеримой с полезным сигналом, и потребуется уточненная расчетная модель 1.

Если для регулируемой координаты электропривода задана допустимая ошибка $\Delta x_{доп}$, то влияние квантования по уровню можно оценить по значению ошибки $\Delta\bar{x}$ регулируемой координаты от воздействия помехи $\Delta x_п$:

$\Delta\bar{x} = k\Delta x_0 < 0{,}1\Delta x_{доп}$ — квантование не учитывается (модель 3);

$\Delta\bar{x} = k\Delta x_0 \ge \Delta x_{доп}$ — квантование полностью учитывается (модель 1);

$0{,}1\Delta x_{доп} \le \Delta\bar{x} = k\Delta x_0 < \Delta x_{доп}$ — квантование учитывается интегрально (модель 2).

Здесь согласно выражению (8.8) $k = \sqrt{\dfrac{1}{12\pi}\int_0^\infty |W_п(j\omega)|^2\, d\omega}$.

8.3. Дискретные передаточные функции и структурные схемы контура регулирования электропривода

Цифровые СУЭП с программным способом управления строятся на основе универсального управляющего устройства — микроЭВМ (рис. 8.3). Все необходимые функции ЦСУ — формирование задающего сигнала $x_з$, сравнение с сигналом обратной связи $\Delta x = x_з - x$, формирования алгоритма управления y — после предварительной загрузки некоторых начальных параметров $x_{з0}$ выполняются расчетно, последовательно по программному циклу микроЭВМ, занимающему интервал времени $T_р$. В данный цикловой период входят временные интервалы считывания показаний датчиков, расчета алгоритма, реализации сигнала управления. Исполнительная часть СУЭП — управляемый преобразователь УП может быть как непрерывным, так и дискретным с некоторым временным интервалом дискретности $T_п$ (например, управляемый

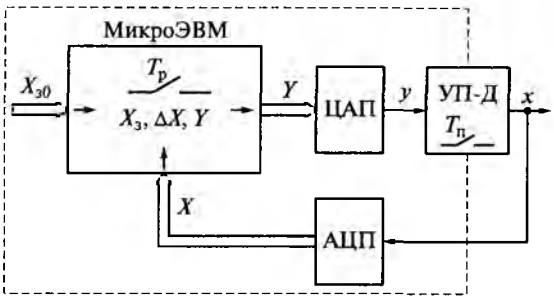


Рис. 8.3. Схема цифрового контура электропривода с микроЭВМ

выпрямитель с тиристорными или транзисторными ключами, широтно-импульсный преобразователь). При этом в ЦСУ будут действовать два временных квантователя в общем случае с разными периодами $T_р$ и $T_п$. Квантователи, условно изображенные на рис. 8.3 ключами, вращающимися с угловыми частотами $2\pi/T_р$ и $2\pi/T_п$, обновляют значения управляющего воздействия y на выходе микроЭВМ и ЭДС УП в моменты замкнутого состояния ключей.

Работа квантователей, т.е. работа микроЭВМ и УП должна быть синхронизирована. Если значения периодов $T_р$ и $T_п$ кратны одно другому и между передними фронтами начальных импульсов отсутствует временной сдвиг $\Delta\tau$, то вместо двух последовательно действующих квантователей можно рассматривать один с периодом

$$T = \max(T_р,\ T_п). \tag{8.13}$$

В процессе работы ЦСУ при сохранении синхронизма синфазность действия квантователей по ряду причин может нарушаться, вызывая дополнительное чистое запаздывание $\Delta\tau_0$, изменяемое в пределах

$$0 < \Delta\tau_0 \le \min(T_р,\ T_п). \tag{8.14}$$

При $T_р = T_п$ $\Delta\tau_{0\max} = T$. Так как надежную информацию о конкретном значении и изменении $\Delta\tau_0$ получить затруднительно, то в практических расчетах по синтезу и анализу ЦСУ электропривода принимают в зависимости от конкретной задачи одно из двух значений чистого запаздывания — $\Delta\tau_0 = 0$ или $\Delta\tau_0 = T$ [12, 24].

Согласно теории автоматического управления (ТАУ) ЦСУ с программным способом управления без учета квантованности по уровню математически описываются на основе теории импульсных систем. Непрерывный сигнал $x(t)$ преобразуется в квантованный по времени импульсный сигнал $x_и(nT)$ с амплитудно-импульсной модуляцией при $T_и = \text{const}$, когда амплитуда импульса равна или пропорциональна мгновенному значению $x(t)$ в начале каждого периода дискретности T (рис. 8.4). При $T_и \to 0$ им-

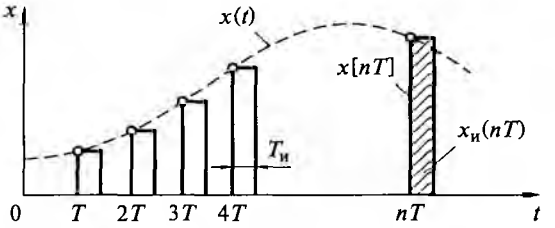


Рис. 8.4. Непрерывный и квантованный по времени сигналы ЦСУ

пульсный сигнал вырождается в так называемую решетчатую функцию $x[nT] = x[n]$, целочисленный аргумент которой определяется номером такта n временной дискретности. Анализ и синтез импульсных систем основаны на дискретном преобразовании Лапласа в формах [24]:

D-преобразования

$$D(p) = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT]\mathrm{e}^{-pnT} \tag{8.15}$$

или z-преобразования

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]z^{-n}. \tag{8.16}$$

Здесь $f[nT]$ — решетчатая функция (оригинал), $f[nT] = f[n]$; $D(p)$ и $F(z)$ — изображения решетчатой функции; $z = \mathrm{e}^{pT}$.

На рис. 8.5 приведена структурная схема, используемая в ТАУ для математического описания преобразования непрерывного сигнала в дискретный по времени. Импульсный элемент (ИЭ) представляется в схеме дельта-функцией

$$\delta(t - nT) = \infty \text{ для } t = nT,$$

$$\delta(t - nT) = 0 \text{ для } t \neq nT$$

с изображением по Лапласу выходного сигнала ИЭ

$$X_\delta(p) = \int_0^{\infty} x(t)\,\delta(t - nT)^{-pT}\,dt = x[n].$$

Передаточная функция экстраполятора определяется отношением изображений его выходной и входной величин при $n = \text{const}$:

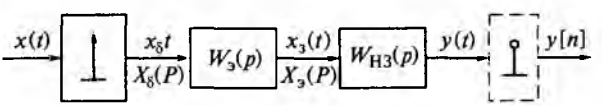


Рис. 8.5. Структурная схема импульсного звена совместно с непрерывным звеном

$$W_э(p) = \frac{X_э(p)}{X_δ(p)} = \frac{X_э(p)}{x[n]} = X_э^*(p). \qquad (8.17)$$

Следовательно, прямоугольной форме импульса с продолжительностью, равной T, на выходе экстраполятора нулевого порядка

$$x_э^*(t) = 1(t) - 1(t - T)$$

соответствует изображение

$$X_э^*(p) = \frac{1}{p} - \frac{e^{-pT}}{p} = \frac{1 - e^{-pT}}{p},$$

равное передаточной функции экстраполятора, т.е.

$$W_э(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p} = \frac{z - 1}{zp}. \qquad (8.18)$$

Экстраполятор совместно с непрерывным звеном (НЗ) составляют приведенное звено (ПЗ) с приведенной передаточной функцией (ППФ)

$$W_п(p) = W_э(p)W_{НЗ}(p) = \frac{z - 1}{z}\frac{W_{НЗ}(p)}{p}. \qquad (8.19)$$

Последний элемент в структурной схеме на рис. 8.5 означает выделение из временно́й реакции НЗ или ПЗ на импульсное воздействие значений $y(t)$ в дискретные моменты времени, т.е. выделение решетчатой функции $y[n]$.

Дискретную передаточную функцию (ДПФ) для приведенного звена можно найти как z-преобразование выражения (8.19):

$$W_п(z) = Z\left\{\frac{z - 1}{z}\frac{W_{НЗ}(p)}{p}\right\} = \frac{z - 1}{z}Z\left\{\frac{W_{НЗ}(p)}{p}\right\}. \qquad (8.20)$$

Так как $1/p$ есть Лапласово изображение единичной функции $1(t)$, то $W_{НЗ}(p)/p$ представляет собой изображение переходной функции $h(t)$ непрерывного звена, т.е. реакции НЗ на единичный скачок. Следовательно, $Z\left\{\frac{W_{НЗ}(p)}{p}\right\} = Z\{h_{НЗ}[n]\}$ и

$$W_п(z) = \frac{z - 1}{z}Z\{h_{НЗ}[n]\}, \qquad (8.21)$$

где $h_{НЗ}[n]$ — переходная решетчатая функция НЗ.

Используя полученные структурную схему для звеньев с импульсным входным воздействием и их передаточные функции, можно составить структурную схему и ДПФ для цифрового контура регулирования координаты электропривода с учетом квантования по времени. Приведенная на рис. 8.6, *а* структурная схема не учитывает нелинейность от квантованности по уровню. Непре-

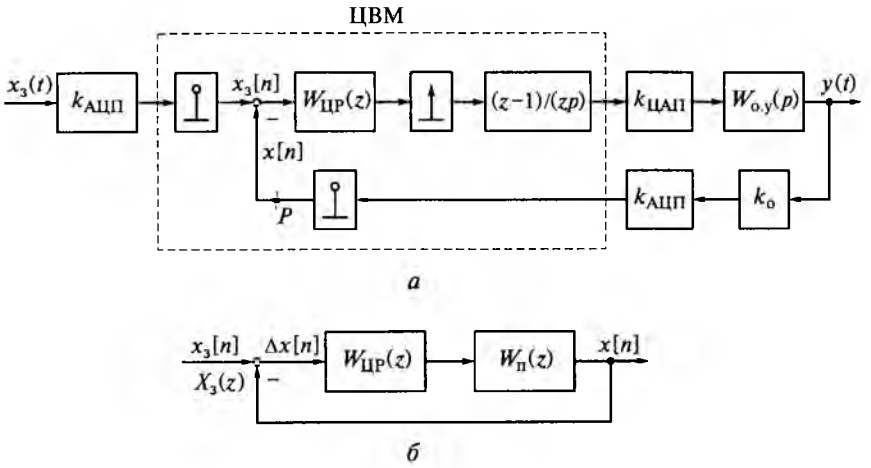


Рис. 8.6. Развернутая (*а*) и свернутая (*б*) структурные схемы цифрового контура регулирования

рывным звеном в данной схеме является объект управления с передаточной функцией $W_{о.у}(p)$, выходной координатой y которого может быть, например, ток или момент, скорость, положение (угол поворота) электропривода. К ПЗ целесообразно отнести все звенья разомкнутого в точке P контура с непрерывной передаточной функцией

$$W_п(p) = k_{ЦАП}k_о k_{АЦП}\frac{z-1}{z}\frac{W_{о.у}(p)}{p} \tag{8.22}$$

и дискретной

$$W_п(z) = k_{ЦАП}k_о k_{АЦП}\frac{z-1}{z}Z\{h_{о.у}[n]\}, \tag{8.23}$$

где $k_о$ — коэффициент обратной связи.

ДПФ разомкнутого контура

$$W_0(z) = W_{ЦР}(z)W_п(z), \tag{8.24}$$

где $W_{ЦР}(z)$ — ДПФ цифрового регулятора.

В свернутом виде структурная схема цифрового контура регулирования показана на рис. 8.6, *б*.

Для определения динамических свойств цифрового контура регулирования решают задачу анализа, т.е. рассчитывают переходную функцию замкнутого контура $x[n] = h[n]$ для $x_з[n] = 1[n]$, по которой оценивают перерегулирование и время переходного процесса. Процесс может быть рассчитан на основании ДПФ замкнутого контура

$$W(z) = \frac{X(z)}{X_з(z)} = \frac{W_0(z)}{1+W_0(z)} = \frac{B(z)}{D(z)} \tag{8.25}$$

с помощью формулы разложения. Однако для получения общего решения для $x[n]$ требуется определение корней характеристического полинома $D(z)$, что в случае высокого порядка полинома оказывается непростой задачей. Без определения корней расчет переходного процесса выполняют численно методом разностных уравнений. Для ДПФ замкнутого контура

$$W(z) = \frac{b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \ldots + b_{m-1} z + b_m}{d_0 z^l + d_1 z^{l-1} + \ldots + d_{l-1} z + d_l} = \frac{X(z)}{X_з(z)}, \qquad (8.26)$$

где $l > m$, после деления числителя и знаменателя на z^l с учетом теоремы запаздывания можно составить соответствующее (8.26) разностное уравнение

$$\begin{aligned} &d_0 x[n] + d_i x[n-1] + \ldots + d_l x[n-l] = \\ &b_0 x_з[n-(l-m)] + b_1 x_з[n-(l-m+1)] + \ldots + b_m x_з[n-l]. \end{aligned} \qquad (8.27)$$

Решая (8.27) относительно искомой функции $x[n]$, получим рекуррентную формулу, по которой последовательно рассчитываются значения функции $x[n]$ на каждом такте по значениям входной переменной $x_з$ на данном такте и по значениям $x_з$ и x на предыдущем такте.

8.4. Методика синтеза цифрового контура

Цель синтеза — определить тип и параметры цифрового регулятора, обеспечивающего желаемые статические и динамические показатели электропривода. К желаемым показателям так же, как и для аналогового контура, могут относиться точность регулирования координаты, время переходного процесса, перерегулирование. Если при синтезе достигается наилучшее значение какого-либо показателя (минимальное время переходного процесса, максимальная точность регулирования и т. п.), то такой синтез будет оптимальным по данному показателю, а процедура его выполнения — оптимизацией контура по данному показателю.

Цифровой контур в свернутом виде (см. рис. 8.6, *б*) состоит из двух звеньев: цифрового регулятора (ЦР) — изменяемой части и приведенного непрерывного звена — неизменной части. Поэтому непосредственным объектом синтеза является ЦР. Метод синтеза последовательной коррекции по желаемой передаточной функции разомкнутого контура, используемый для непрерывных СУЭП, применим и для цифровых систем управления, для которых вместо непрерывных передаточных функций должны использоваться ДПФ.

Условие определения ДПФ ЦР:

$$W_{\text{ЦР}}(z) = \frac{W_{0\,\text{жел}}(z)}{W_{\text{п}}(z)}. \tag{8.28}$$

Здесь

$$W_{0\,\text{жел}}(z) = \frac{W_{\text{жел}}(z)}{1 - W_{\text{жел}}(z)} — \tag{8.29}$$

желаемая ДПФ разомкнутого контура;

$$W_{\text{жел}}(z) = \frac{B(z)}{D_{\text{жел}}(z)} — \tag{8.30}$$

желаемая ДПФ замкнутого контура, где $D_{\text{жел}}(z)$ — желаемый дискретный характеристический полином (ДХП) замкнутого контура.

Процедура синтеза ЦР выполняется следующим образом. Пусть заданы динамические показатели в виде желаемой непрерывной переходной функции замкнутого контура $h_{\text{жел}}(t)$. Эта функция при заданном периоде квантования T переводится в решетчатую — $h_{\text{жел}}[n]$. Желаемая ДПФ замкнутого контура находится согласно выражению (8.21):

$$W_{\text{жел}}(z) = \frac{X(z)}{X_{\text{з}}(z)} = \frac{z-1}{z} Z\{h_{\text{жел}}[n]\}. \tag{8.31}$$

По формуле (8.29) определяется $W_{0\text{жел}}(z)$, а по формуле (8.28) с учетом (8.23) — ДПФ цифрового регулятора

$$W_{\text{ЦР}}(z) = \frac{W_{0\,\text{жел}}(z)}{W_{\text{п}}(z)} = \\ = \frac{Z\{h_{\text{жел}}[n]\}}{(1 - \frac{z-1}{z} Z\{h_{\text{жел}}[n]\}) Z\{h_{\text{о.у}}[n]\} k_{\text{ЦАП}} k_{\text{АЦП}} k_{\text{о}}}. \tag{8.32}$$

В данном синтезе остается вопрос, можно ли реализовать выбранную желаемую динамику при заданном объекте управления? Ведь пожелать можно любую динамику, например, сколь угодно быструю. Можно ли ее реализовать в замкнутом цифровом контуре теоретически и практически? Ответ на данный вопрос дают условия реализуемости желаемой динамики цифрового контура регулирования [19].

Пусть ДПФ ПЗ имеет следующий вид:

$$W_{\text{п}}(z) = \frac{P(z)}{(z-1)^{\nu_{\text{п}}} Q(z)}, \tag{8.33}$$

где $P(z)$, $Q(z)$ — полиномы порядка соответственно l_P и l_Q; $\nu_{\text{п}}$ — порядок астатизма ПЗ.

Для принятых ДПФ ПЗ (8.33) и замкнутого контура (8.25) составим условия реализуемости.

1. Условие физической реализуемости: желаемая ДПФ замкнутого контура (8.30) должна быть правильной дробью, в которой порядок числителя m меньше порядка знаменателя l; если в $W_{\text{п}}(z)$ есть запаздывание ($\mathbf{e}^{-p\tau}$), то оно должно быть также в $W_{\text{жел}}(z)$.

2. Условие «грубости» системы: небольшие изменения параметров ЦР могут вызывать незначительные изменения показателей процесса в замкнутом контуре. Приближенно это означает, что процентное изменение показателя процесса не должно превосходить процентное изменение параметра.

Для выполнения этого условия требуется, чтобы ПЗ было устойчивым и минимально фазовым, т.е. полиномы $P(z)$ и $Q(z)$ не должны иметь правых (положительных) нулей.

3. Условие получения желаемого процесса в любые моменты времени $t = (n + \varepsilon)T$, где $\varepsilon = \dfrac{\Delta t}{T} < 1$, внутри периода дискретности T: $W_{\text{жел}}(z)$ должна иметь в составе $B(z)$ все нули полинома $P(z)$, что может быть достигнуто представлением $B(z)$ в форме произведения полиномов $P(z)$ и $M(z)$, т.е.

$$W_{\text{жел}}(z) = \frac{B(z)}{D_{\text{жел}}(z)} = \frac{P(z)M(z)}{D_{\text{жел}}(z)}, \tag{8.34}$$

где $M(z)$ — полином порядка $l_M = m - l_P$, подлежащий определению.

4. Условие получения в контуре регулирования астатизма порядка ν:

$$1 - W_{\text{жел}}(z) = \frac{(z-1)^{\nu} N(z)}{D_{\text{жел}}(z)}, \tag{8.35}$$

где $N(z)$ — полином порядка $l_N = l - \nu$, подлежащий определению.

Если выполнить условия в отношении полиномов ДПФ и объединить выражения (8.34) и (8.35), то можно получить результирующее *уравнение реализуемости*

$$P(z)M(z) + (z-1)^{\nu} N(z) = D_{\text{жел}}(z), \tag{8.36}$$

в котором $l_P + l_M < l$, $\nu + l_N = l$.

По данному уравнению могут быть найдены методом сравнения коэффициентов правой и левой частей полиномы $M(z)$ и $N(z)$. Следовательно, могут быть определены ДПФ:

$$W_{0\,\text{жел}}(z) = \frac{P(z)M(z)}{(z-1)^{\nu} N(z)}; \tag{8.37}$$

$$W_{\text{ЦР}}(z) = \frac{W_{0\,\text{жел}}(z)}{W_{\text{п}}(z)} = \frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu - \nu_{\text{п}}} N(z)}. \tag{8.38}$$

Таким образом, уравнение реализуемости (8.36) позволяет выполнить корректный синтез цифрового контура, обеспечива-

ющего желаемую динамику при выполнении перечисленных выше условий. В данном синтезе используется известная для непрерывных систем методика стандартных уравнений. По желаемым значениям динамических показателей выбирается соответствующее стандартное характеристическое уравнение $D_{жел}(p)$, которое переводится в дискретную форму $D_{жел}(z)$, имеющую тот же порядок $l = \nu + l_N$. Найденные из уравнения реализуемости полиномы $M(z)$ и $N(z)$ позволяют определить по формуле (8.38) тип и параметры цифрового регулятора.

Рассмотрим частный случай ДПФ замкнутого контура, когда

$$W_{жел}(z) = \frac{B(z)}{z^l} = B(z)z^{-l} = b_0 z^{-(l-m)} + b_1 z^{-(l-m+1)} + \ldots + b_m z^{-l}. \quad (8.39)$$

Выходная координата данного замкнутого контура согласно выражению (8.27)

$$x[n] = b_0 x_з[n - (l - m)] + b_1 x_з[n - (l - m + 1)] + \ldots + b_m x_з[n - l]. \quad (8.40)$$

Если на вход замкнутого контура подать единичный входной сигнал $x_з[n] = 1[n]$, то переходный процесс в соответствии с (8.40) завершится за конечное число тактов $n = l$, после которых $x[n] = x_з[n] = b_0 + b_1 + \ldots + b_m = \text{const} = 1$. Таким образом, обеспечение желаемой ДПФ замкнутого контура в форме (8.39) является условием оптимальности контура по быстродействию, т.е. условием минимального времени переходного процесса

$$t_{п.п\,min} = lT, \quad (8.41)$$

где l — порядок характеристического полинома.

8.5. Оптимизация цифрового контура тока электропривода с тиристорным преобразователем

Задачей оптимизации данного контура регулирования является синтез цифрового регулятора тока (ЦРТ) по выбранному условию оптимизации, т.е. определение типа и параметров ЦРТ, обеспечивающего оптимальные динамические показатели контура тока. За такие показатели обычно принимают минимальные перерегулирование и время переходного процесса. При выполнении синтеза используем следующие допущения: режим непрерывного тока для тиристорного преобразователя (ТП); динамика контура тока «в малом», т.е. при малом диапазоне изменения угла открывания ТП $\Delta\alpha$; дискретная расчетная динамическая модель ТП с усреднением ЭДС на интервале проводимости $T_п$.

Тиристорный преобразователь в динамических режимах представляет собой весьма сложную нелинейную импульсную систему с изменяющимся интервалом дискретности (рис. 8.7)

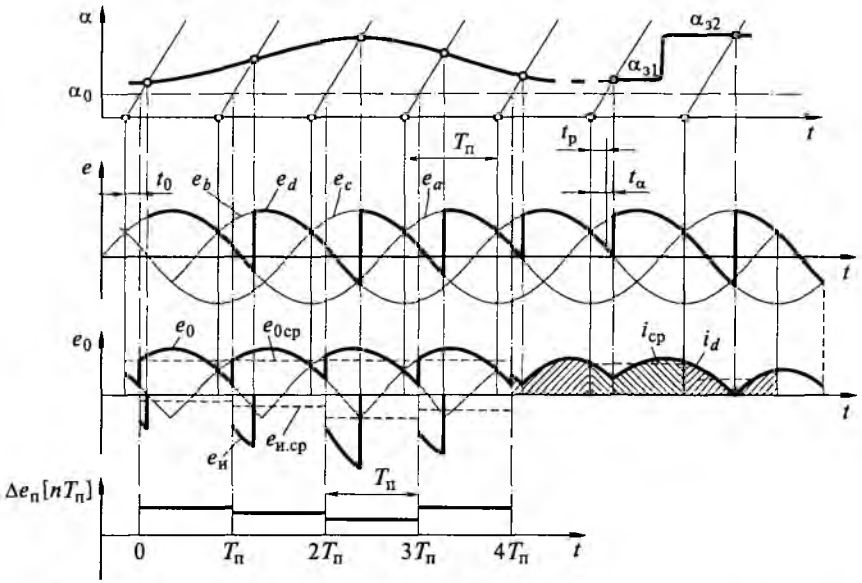


Рис. 8.7. Диаграмма формирования ЭДС ТП как дискретного звена

$$T = \frac{(T_{\text{п}} + (\alpha_2 - \alpha_1))}{2\pi f_{\text{с}}}, \tag{8.42}$$

где $T_{\text{п}}$ — интервал проводимости в установившемся режиме, с; α_1, α_2 — углы открывания тиристоров соответственно на данном и последующем интервалах проводимости, рад; $f_{\text{с}}$ — частота питающей сети, Гц.

При этом

$$T_{\text{п}} = \frac{1}{mf_{\text{с}}}, \tag{8.43}$$

где m — пульсность ТП, равная числу фаз в нулевых схемах и удвоенному числу фаз в мостовых схемах.

При возрастании α величина T увеличивается, а при снижении α — уменьшается. Однако при замене реальной выпрямленной ЭДС преобразователя $e_d(t)$ на усредненные на интервалах $T_{\text{п}}$ величины $e_{d\text{ср}}$ можно представить ТП линейным импульсным звеном с переменной e_0 с неизменным периодом дискретности $T = T_{\text{п}}$ [25]. Сформированный таким образом импульс $e_{\text{п}}[nT_{\text{п}}]$ вносит в динамике некоторую неточность $\Delta e_{d\text{ср}}$, которая тем меньше, чем меньше диапазон изменения угла открывания α. В установившемся режиме $\Delta e_{d\text{ср}} = 0$.

Принимая прямоугольные импульсы $e_{d\text{ср}} = e_{\text{п}}[nT_{\text{п}}]$ с неизменным интервалом дискретности $T_{\text{п}}$ за выходную ЭДС, можно пред-

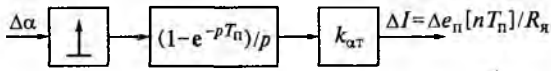


Рис. 8.8. Структурная схема ТП как дискретного звена в режиме непрерывного тока

ставить ТП импульсным линейным звеном с экстраполятором нулевого порядка (рис. 8.8). Передаточная функция такого звена для малых отклонений и с выходной переменной $\Delta I = \dfrac{\Delta e_п[nT_п]}{R_я}$, где $R_я$ — суммарное сопротивление якорной цепи, Ом, имеет вид

$$W_п(p) = \frac{\Delta I}{\Delta\alpha} = k_{ат}\frac{1-e^{-pT_п}}{p} = k_{ат}\frac{z-1}{zp}. \qquad (8.44)$$

Здесь $k_{ат} = -\dfrac{U_{d0}}{R_я}\sin\alpha$ — передаточный коэффициент ТП по току, А/рад; U_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при $\alpha = 0$, В.

Кроме дискретности ТП в контуре тока имеет место дискретность цифровой системы управления (ЦСУ) — $T_р$. Работа ЦСУ синхронизируется с питающей ТП сетью, что означает синхронизацию двух периодов квантования $T_р$ и $T_п$ относительно фиксированной точки напряжения питания, обычно относительно точки естественного открывания ТП. Если требуемое для измерения тока и расчета алгоритма управления значение $T_р$ меньше $T_п$, то за результирующую дискретность цифрового контура тока принимают период дискретности ТП. Обычно измеряемой величиной тока является его среднее значение i_d на интервале $T_п$, подаваемое в микроЭВМ в момент естественного открывания ТП (см. рис. 8.7). Если время $t_р = T_р < t_\alpha = \dfrac{\alpha}{2\pi f_с}$, то отработка изменения задающего угла происходит без дополнительного запаздывания на величину $T_п$ (изменение α от $\alpha_{з1}$ до $\alpha_{з2}$ на рис. 8.7). Если же $t_р \geq \dfrac{\alpha}{2\pi f_с}$, то возникает запаздывание открывания ТП с новым значением α на величину $T_п$. Для исключения такого запаздывания используют специальную компенсирующую коррекцию [23].

Структурная схема цифрового контура тока без учета ЭДС двигателя представлена на рис. 8.9. За входную переменную контура тока принято приращение угла открывания ТП $\Delta\alpha_{з.т}$, которое задает требуемое изменение тока, а за выходную переменную — приращение среднего за период $T_п$ тока Δi или соответствующая ему величина сигнала обратной связи по току, выраженная через угол открывания ТП,

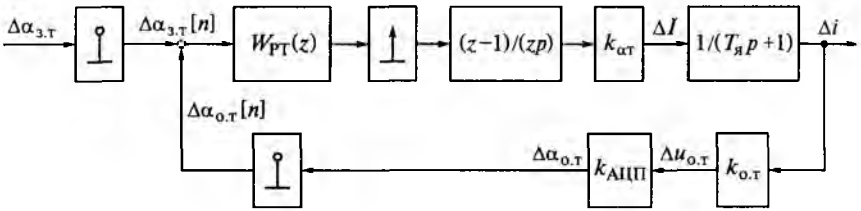


Рис. 8.9. Структурная схема цифрового контура тока

$$\Delta\alpha_{\text{о.т}} = k_{\text{АЦП}} k_{\text{о.т}} \Delta i = k'_{\text{о.т}} \Delta i,$$

где $k_{\text{о.т}}$ — передаточный коэффициент датчика тока, В/А; $k_{\text{АЦП}}$ — передаточный коэффициент АЦП, В^{-1} ($k_{\text{АЦП}} = \Delta u^{-1}{}_0$).

Цель оптимизации контура — определить тип и параметры цифрового регулятора тока, т. е. определить его ДПФ $W_{\text{РТ}}(z)$. Воспользуемся рассмотренной в подразд. 8.4 методикой синтеза с расчетными формулами (8.28) и (8.29). Согласно структурной схеме передаточная функция приведенного непрерывного звена (ПНЗ)

$$W_{\text{п}}(p) = k_{\text{ат}} k'_{\text{о.т}} \frac{z-1}{z} \frac{1}{p(T_{\text{я}} p + 1)}, \tag{8.45}$$

где $T_{\text{я}}$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи ТП-Д, с.

В соответствии с формулой (8.23) ДПФ ПНЗ

$$W_{\text{п}}(z) = k_{\text{ат}} k'_{\text{о.т}} \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{p(T_{\text{я}} p + 1)}\right\} = k_{\text{ат}} k'_{\text{о.т}} \frac{z-1}{z} Z\{h[n]\}. \tag{8.46}$$

Здесь $h[n]$ — решетчатая переходная функция непрерывного звена;

$$h[n] = 1 - \mathbf{e}^{-n\frac{T}{T_{\text{я}}}},$$

где T — интервал дискретности по времени, с, равный $T_{\text{п}}$.

Из таблицы для изображений решетчатых функций [13]

$$Z\{h[n]\} = \frac{(1-d_{\text{я}})z}{(z-d_{\text{я}})(z-1)}, \tag{8.47}$$

где $d_{\text{я}} = \mathbf{e}^{-T/T_{\text{я}}}$.

Тогда

$$W_{\text{п}}(z) = k_{\text{ат}} k'_{\text{о.т}} \frac{1-d_{\text{я}}}{z-d_{\text{я}}}. \tag{8.48}$$

За желаемый переходный процесс контура тока принимаем экспоненциальный закон с параметром $T_{\text{т}}$ для модульного оптимума:

$$\Delta i_{\text{жел}} = \Delta I(1 - \mathbf{e}^{\frac{-t}{T_\text{т}}}), \tag{8.49}$$

где $T_\text{т} = 2T_\mu$, $T_\mu = T_\text{п}$.

Выражению (8.49) соответствует решетчатая функция

$$\Delta\alpha_{\text{о.т}}[n] = \Delta\alpha_{\text{з.т}}(1 - \mathbf{e}^{\frac{-nT}{T_\text{т}}}),$$

откуда

$$h_{\text{жел}}[n] = \frac{\Delta\alpha_{\text{о.т}}[n]}{\Delta\alpha_{\text{з.т}}} = 1 - \mathbf{e}^{\frac{-nT}{T_\text{т}}}.$$

Так как желаемая ДПФ замкнутого контура

$$W_{\text{жел}}(z) = \frac{z-1}{z} Z\{h_{\text{жел}}[n]\} = \frac{1-d_\text{т}}{z-d_\text{т}}, \tag{8.50}$$

где $d_\text{т} = \mathbf{e}^{\frac{-T}{T_\text{т}}}$, то ДПФ разомкнутого контура согласно (8.29)

$$W_{0\,\text{жел}}(z) = \frac{1-d_\text{т}}{z-1}. \tag{8.51}$$

В соответствии с (8.28), (8.44) и (8.51) ДПФ регулятора тока:

$$W_{\text{РТ}}(z) = \frac{W_{0\,\text{жел}}(z)}{W_\text{п}(z)} = \frac{1-d_\text{т}}{k_{\text{ат}}k'_{\text{о.т}}(1-d_\text{я})}\frac{z-d_\text{я}}{z-1} = k_{\text{ЦРТ}}\frac{z-d_\text{я}}{z-1}. \tag{8.52}$$

Итак, с учетом принятых для оптимизации цифрового контура тока допущений получен цифровой регулятор тока (ЦРТ) с ДПФ, соответствующей цифровому ПИ-регулятору. Пропорциональная часть ЦРТ определяется коэффициентом

$$k_{\text{ЦРТ}} = \frac{1-d_\text{т}}{k_{\text{ат}}k'_{\text{о.т}}(1-d_\text{я})} = \frac{1-d_\text{т}}{1-d_\text{я}}\frac{R_\text{я}}{k_\text{п}k_{\text{о.т}}}. \tag{8.53}$$

Интегральная часть ЦРТ, равная

$$\frac{k_{\text{ЦРТ}}(1-d_\text{я})}{z-1}, \tag{8.54}$$

имеет знаменатель, обращающийся в ноль при $z = 1$ ($p = 0$).

Сравним параметры аналогового и цифрового регуляторов тока при настройке на модульный оптимум. Для аналогового ПИ-РТ

$$W_{\text{РТ}}(p) = \frac{T_\text{я}}{T_\text{т}}\frac{R_\text{я}}{k_\text{п}k_{\text{о.т}}} + \frac{1}{T_\text{т}p}\frac{R_\text{я}}{k_\text{п}k_{\text{о.т}}} = k_{\text{РТ}} + \frac{k_{\text{РТ}}}{T_\text{т}p}, \tag{8.55}$$

где $T_\text{т} = 2T_\mu$.

Для цифрового ПИ-РТ при $T \to 0$ пропорциональная часть согласно (8.53)

$$k_{\text{ЦРТ}} \to \frac{1-\left(1-\dfrac{T}{T_{\text{т}}}\right)}{1-\left(1-\dfrac{T}{T_{\text{я}}}\right)} \frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{п}} k_{\text{о.т}}} = \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{т}}} \frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{п}} k_{\text{о.т}}} = k_{\text{РТ}},$$

интегральная часть

$$\frac{k_{\text{ЦРТ}}(1-d_{\text{я}})}{z-1} \to k_{\text{ЦРТ}} \frac{1-\left(1-\dfrac{T}{T_{\text{я}}}\right)}{1+pT-1} = \frac{k_{\text{РТ}}}{T_{\text{т}} p}.$$

Таким образом, только при условии $T \ll T_{\text{т}}$ и $T \ll T_{\text{я}}$ параметры ЦРТ оказываются практически равными соответствующим параметрам аналогового РТ. При настройке цифрового контура тока на модульный оптимум ($T_{\text{т}} = 2T_{\text{п}} = 2T$) отмеченное выше условие малости параметра $T_{\text{п}}$ относительно $T_{\text{т}}$ нарушается и значения параметров ЦРТ отличаются от параметров аналогового РТ. По полученной ДПФ ЦРТ

$$W_{\text{РТ}}(z) = k_{\text{ЦРТ}} \frac{z-d_{\text{я}}}{z-1} = k_{\text{ЦРТ}} \frac{(1-d_{\text{я}})z^{-1}}{1-z^{-1}} = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

может быть составлена структурная схема данного регулятора (рис. 8.10). При подаче на вход ЦРТ скачкообразного входного сигнала $x[n] = x_0 1[n]$ выходной сигнал будет определяться разностным уравнением

$$y[n] = k_{\text{ЦРТ}} x[n] - k_{\text{ЦРТ}} d_{\text{я}} x[n-1] + y[n-1]. \qquad (8.56)$$

Выходной сигнал $y[n]$ линейно возрастает от начального значения $y_0 = k_{\text{ЦРТ}} x_0$ с приращением на каждом последующем такте $\Delta y = k_{\text{ЦРТ}}(1 - d_{\text{я}}) x_0$ (рис. 8.11). Цифровой сигнал регулятора тока $y[n]$ поступает на вход цифрового СИФУ, вырабатывающего цифровые сигналы угла открывания N_α и номера очередного тиристора $N_{\text{т}}$, на который должен быть подан управляющий импульс.

Достоинства цифрового контура тока: возможность получения высокого быстродействия с временем переходного процесса в пределе в один интервал дискретности ТП при достаточно высо-

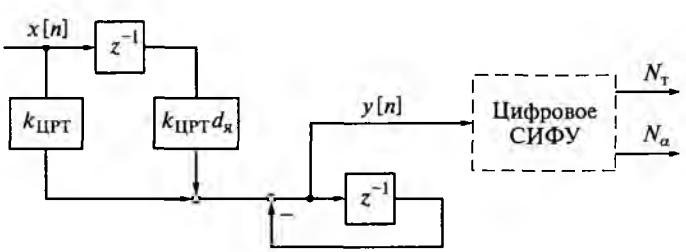


Рис. 8.10. Структурная схема цифрового ПИ-регулятора

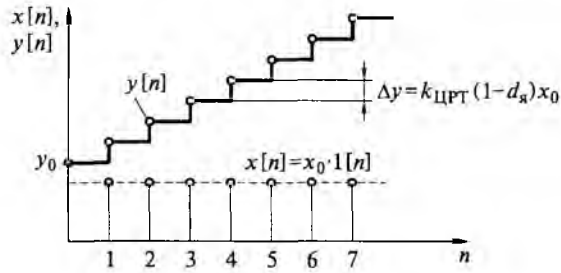


Рис. 8.11. Отработка скачка входного сигнала цифровым ПИ-регулятором

ком быстродействии цифровой вычислительной машины; возможность прямого цифрового управления, при котором все функции управления регуляторов и СИФУ могут быть реализованы программно на единой унифицированной элементной базе — микропроцессорной системе.

8.6. Оптимизация цифрового контура скорости

Данную оптимизацию будем рассматривать применительно к структуре подчиненного регулирования координат, когда в составе контура скорости имеется предварительно оптимизированный цифровой контур тока. Задача оптимизации сохраняется той же, что и для контура тока, — синтез цифрового регулятора скорости (ЦРС), обеспечивающего желаемые динамические показатели контура, которые соответствуют выбранному уровню оптимальности. Синтез ЦРС выполняется для динамики «в малом», когда электропривод принимается за линейную импульсную систему.

Структурная схема цифрового контура скорости представлена на рис. 8.12. В ее состав входят: ДПФ ЦРС $W_{\text{ЦРС}}(z)$, подлежащая определению; ДПФ замкнутого цифрового контура тока

$$W_{\text{к.т}}(z)=\frac{\Delta i(z)}{\Delta\alpha_{\text{з.т}}(z)}=\frac{1}{k'_{\text{о.т}}}\frac{1-d_{\text{т}}}{z-d_{\text{т}}};$$

передаточные функции экстраполятора, интегрирующего звена, датчика обратной связи по скорости, АЦП. За входную переменную принято приращение задающего угла $\Delta\alpha_{\text{з.с}}$ для тиристорного преобразователя. Выходной физической переменной контура является приращение скорости $\Delta\omega$, а за расчетную выходную переменную для выполнения синтеза принят сигнал датчика скорости, выраженный в приращении угла ТП $\Delta\alpha_{\text{о.с}}$. В соответствии со структурной схемой ДПФ приведенной непрерывной части контура

$$W_{\text{п}}(z)=\frac{k_{\text{д}}R_{\text{я}}k'_{\text{о.с}}}{k'_{\text{о.т}}T_{\text{м}}}\frac{1-d_{\text{т}}}{z-d_{\text{т}}}\frac{z-1}{z}Z\{h_{\text{НЗ}}[n]\}. \qquad (8.57)$$

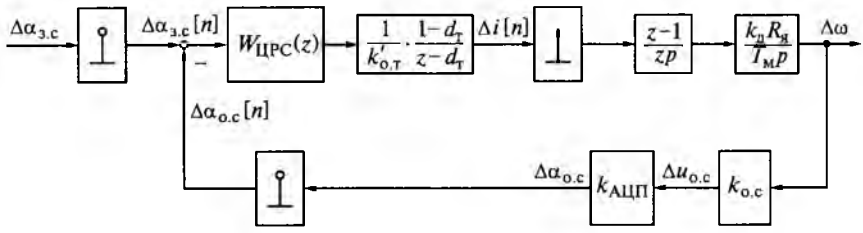


Рис. 8.12. Структурная схема цифрового контура скорости

Из таблицы для изображений решетчатых функций для $h_{\text{НЗ}}[n] = nT$ находим

$$Z\{h_{\text{НЗ}}[nT]\} = \frac{Tz}{(z-1)^2}.$$

Тогда

$$W_{\text{п}}(z) = \frac{P_0}{(z-d_{\text{т}})(z-1)}. \tag{8.58}$$

Здесь

$$P_0 = \frac{k_{\text{д}} R_{\text{я}} k'_{\text{о.с}}}{k'_{\text{о.т}}} \frac{T}{T_{\text{м}}}(1-d_{\text{т}}) = \frac{1-d_{\text{т}}}{k_{\text{РС}}} \frac{T}{2T_{\text{т}}}, \tag{8.59}$$

где $k_{\text{д}}$ — передаточный коэффициент двигателя, рад/(В · с); $T_{\text{м}}$ — механическая постоянная времени электропривода, с;

$$k'_{\text{о.с}} = k_{\text{о.с}} k_{\text{АЦП}}.$$

Выражению (8.58) соответствуют согласно (8.33) $\nu_{\text{п}} = 1$; $Q(z) = z - d_{\text{т}}$; $P(z) = P_0$.

Оптимизацию контура скорости выполним методом стандартных уравнений с желаемым распределением корней характеристического полинома. Принимая для первого варианта синтеза статическое регулирование скорости, т.е. желаемый порядок астатизма $\nu = 1$, будем иметь в области непрерывных переменных желаемый характеристический полином второго порядка

$$D_{\text{жел}}(p) = p^2 + c_1 \omega_{\text{б}} p + \omega_{\text{б}}^2 = (p - p_1)(p - p_2).$$

Для модульного оптимума $c_1 = \sqrt{2}$; $p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega = -\frac{\sqrt{2}}{2}\omega_{\text{б}}(1 \pm j)$;

$\tau_{\text{п.п}} = 2{,}8$; $\omega_{\text{б}} = \frac{1}{\sqrt{2}T_{\text{т}}} = \frac{1}{2\sqrt{2}T_{\mu}}$.

Определим соответствующий модульному оптимуму характеристический полином для дискретных переменных в области $z = \mathbf{e}^{pT}$:

$$D_{\text{жел}}(z) = (\mathbf{e}^{pT} - \mathbf{e}^{p_1 T})(\mathbf{e}^{pT} - \mathbf{e}^{p_2 T}) =$$
$$= \mathbf{e}^{2pT} - \mathbf{e}^{pT} \cdot 2\mathbf{e}^{-\alpha T} \cos \Omega T + \mathbf{e}^{-2\alpha T} = \qquad (8.60)$$
$$= z^2 + d_1 z + d_2,$$

где $d_1 = -2\mathbf{e}^{-\alpha T} \cos \Omega T = -1,509$; $d_2 = \mathbf{e}^{-2\alpha T} = 0,606$.

При этом $\omega_\delta = \dfrac{1}{\sqrt{2} T_m} = \dfrac{1}{2\sqrt{2} T}$; $\alpha T = \dfrac{1}{4}$; $\Omega T = \dfrac{1}{4}$.

Выполним синтез на основе уравнения реализуемости (8.36):

$$P_0 M(z) + (z-1) N(z) = z^2 + d_1 z + d_2.$$

Определим порядки искомых полиномов $M(z)$ и $N(z)$:

$l_M + l_P < l = 2$, следовательно, $l_M \le 1$; $M(z) = m_0$;

$l_N + \nu = l = 2$, следовательно, $l_N = l - \nu = 1$; $N(z) = n_0 z + n_1$.

Отсюда

$$P_0 m_0 + (z - 1)(n_0 z + n_1) = z^2 + d_1 z + d_2.$$

Методом приравнивания коэффициентов при равных степенях z находим коэффициенты полиномов $M(z)$ и $N(z)$. Из равенства коэффициентов при z^2 следует, что $n_0 = 1$; из равенства при z^1: $n_1 - n_0 = d_1$, $n_1 = d_1 + 1$; из равенства при z^0: $p_0 m_0 - n_1 = d_2$, $m_0 = (d_2 + d_1 + 1)/n_0$.

Тогда $M(z) = m_0 = \dfrac{(1 + d_1 + d_2)}{P_0}$; $N(z) = z + 1 + d_1$.

Согласно (8.38) ДПФ ЦРС

$$W_{\text{ЦРС}}(z) = \frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu - \nu_{\text{п}}} N(z)} = \frac{1 + d_1 + d_2}{P_0} \frac{z - d_{\text{т}}}{z + 1 + d_1}. \qquad (8.61)$$

Для принятой настройки на модульный оптимум с учетом значений d_1, d_2, $d_{\text{т}}$

$$W_{\text{ЦРС}}(z) = \frac{0,097}{P_0} \frac{z - 0,606}{z - 0,509}. \qquad (8.62)$$

Полученной ДПФ ЦРС соответствует ДПФ замкнутого цифрового контура скорости (ЦКС)

$$W(z) = \frac{P(z)M(z)}{D_{\text{жел}}(z)} = \frac{P_0 m_0}{z^2 + d_1 z + d_2} = \frac{1 + d_1 + d_2}{z^2 - 1,509 z + 0,606}. \qquad (8.63)$$

Из выражения для ДПФ ЦРС (8.62) следует, что для получения в ЦКС модульного оптимума требуется цифровой регулятор,

отличный от пропорционального. Из уравнения (8.61) очевидно, что для получения пропорционального ЦРС достаточно выполнить условия

$$d_1 = -(1 + d_т) = -(1 - \mathbf{e}^{\frac{-T}{T_т}}) = -1,606;$$
$$d_2 = 0,097 - (1 + d_1) = 0,703.$$

Тогда

$$W_{ЦРС}(z) = \frac{1 + d_1 + d_2}{P_0} = \frac{0,097}{P_0}. \qquad (8.64)$$

Изменение коэффициентов d_1 и d_2 характеристического полинома $D_{жел}(z)$ приводит к изменению его корней $\alpha T = 0,176$, $\Omega T = 0,293$ и, следовательно, к нарушению условия модульного оптимума. Однако можно ожидать, что это вызовет относительно небольшое ухудшение динамических показателей, так как корни изменились относительно немного и при синтезе по уравнению реализуемости учитывалось условие «грубости» системы.

Время переходного процесса цифрового контура определяется выбранным значением базовой частоты

$$\omega_б = \frac{1}{2\sqrt{2}T} = \frac{\tau_{п.п}}{t_{п.п}}$$

и составляет для данного цифрового контура скорости

$$t_{п.п} = 2\sqrt{2}T\tau_{п.п} = 7,91T,$$

т.е. приблизительно восемь тактов дискретности тиристорного преобразователя.

Сравним передаточные коэффициенты цифрового ($k_{ЦРС}$) и аналогового ($k_{РС}$) регуляторов скорости:

$$k_{ЦРС} = \frac{1 + d_1 + d_2}{P_0} = k_{РС}\frac{2T_т}{T}\frac{1 + d_1 + d_2}{1 - d_т} \approx 0,99k_{РС}. \qquad (8.65)$$

Таким образом, передаточные коэффициенты цифрового и аналогового регуляторов скорости практически совпадают при настройке на модульный оптимум. Однако при этом ЦРС несколько отличается от пропорционального регулятора, как видно из ДПФ (8.62).

Аналогично выполняется синтез ЦРС для варианта астатического регулирования скорости, когда желаемый порядок астатизма контура скорости $\nu = 2$. В этом случае характеристический полином замкнутого контура скорости имеет третий порядок. Выбирая желаемый характеристический полином с настройкой на модульный оптимум и оптимизируя контур скорости методом уравнения реализуемости аналогично рассматриваемому выше, получаем ДПФ ЦРС:

$$W_{\text{ЦРС}}(z) = \frac{M(z)Q(z)}{(z-1)^{\nu-\nu_{\text{п}}}N(z)} = \frac{(m_0 z + m_1)(z - d_{\text{т}})}{(z-1)(z + d_1 + 2)} = \\ = \frac{1}{P_0}\frac{(0{,}12z - 0{,}106)(z - 0{,}606)}{(z-1)(z - 0{,}50)}. \qquad (8.66)$$

Полученная ДПФ ЦРС соответствует ДПФ замкнутого цифрового контура скорости согласно (8.34)

$$W(z) = \frac{(d_2 + 2d_1 + 3)z + d_3 - d_1 - 2}{z^3 + d_1 z^2 + d_2 z + d_3} = \\ = \frac{0{,}12z - 0{,}106}{z^3 - 2{,}50z^2 + 2{,}12z - 0{,}606}. \qquad (8.67)$$

В установившемся режиме, когда $z = 1$, $W(z) = 1$.

Полученная структура ЦРС обеспечивает астатическое регулирование скорости в сочетании с оптимальным демпфированием. Время переходного процесса составляет

$$t_{\text{п.п}} = \frac{\tau_{\text{п.п}}}{\omega_{\text{б}}} = 4T\tau_{\text{п.п}} = 23{,}6T \approx 24T,$$

т.е. оказывается существенно больше, чем при оптимизации со статическим регулированием скорости.

Реализация ЦРС с ДПФ, соответствующей выражению (8.66), вызывает определенные трудности. Структура ЦРС существенно упростится и будет соответствовать цифровому ПИ-регулятору, если выполнить условие $d_1 = -(d_{\text{т}} + 2)$. Однако при этом нарушится принятое условие оптимальности. Насколько это допустимо, можно определить сравнением переходного процесса для замкнутого контура скорости с измененными коэффициентами характеристического полинома с оптимальным переходным процессом.

Цифровое управление током и скоростью электропривода позволяет оптимизировать его на минимум времени переходного процесса, который завершается за конечное время, т.е. за конечное число тактов. Так, для статического регулирования скорости с характеристическим полиномом второго порядка можно минимизировать время переходного процесса согласно уравнению (8.40) до двух тактов дискретности ТП, если выбрать в качестве желаемого полинома $D_{\text{жел}}(z) = z^2$. Тогда уравнение реализуемости будет иметь вид

$$P_0 M(z) + (z-1)N(z) = z^2.$$

Выполняя процедуру определения полиномов $M(z)$ и $N(z)$, получаем

$$M(z) = m_0 = 1/P_0;\ N(z) = n_0 z + n_1 = z + 1.$$

ДПФ ЦРС

$$W_{\text{ЦРС}}(z) = \frac{M(z)Q(Z)}{(z-1)^{\nu-\nu_{\text{п}}}N(z)} = \frac{1}{P_0}\frac{z - d_{\text{т}}}{z+1}; \qquad (8.68)$$

ДПФ замкнутого контура скорости

$$W(z) = \frac{1}{z^2}. \tag{8.69}$$

Если при синтезе выполнены сформулированные выше условия реализуемости желаемой динамики цифрового контура регулирования, то минимальное время переходного процесса практически реализуемо для малых приращений задания скорости $\Delta\alpha_{з.с}$. Для больших приращений $\Delta\alpha_{з.с}$ при сохранении линейности системы практическим ограничением реализуемости минимального времени оказываются недопустимо большой ток, недостаточный запас по напряжению ТП и дополнительное чистое запаздывание в системе управления ТП.

8.7. Оптимизация цифрового контура положения

Процедура оптимизации цифрового контура положения (ЦКП) выполняется аналогично оптимизации контура скорости с той разницей, что для ЦКП в состав приведенного непрерывного звена будет входить контур скорости.

Пусть в состав ЦКП входит предварительно оптимизированный цифровой контур скорости с ДПФ согласно выражению (8.63):

$$W_{к.с}(z) = \frac{\Delta\omega(z)}{\Delta\alpha_{з.с}} = \frac{1 + d_{1c} + d_{2c}}{z^2 + d_{1c}z + d_{2c}} \frac{1}{k'_{о.с}},$$

где $d_{1c} = -1{,}509$; $d_{2c} = 0{,}606$.

За входную переменную ЦКП целесообразно принять угол поворота задающего вала $\theta_з$, значение которого можно рассматривать как безразмерную переменную (цифру). Тогда и входной сигнал контура скорости $\Delta\alpha_{з.с}$, имеющий размерность угла, следует принять за безразмерную цифровую переменную. При этом обратная связь в контуре скорости, реализуемая с помощью тахогенератора и АЦП, характеризуется коэффициентом $k'_{о.с} = k_{ТГ}k_{АЦП}$. С учетом вышеизложенного ДПФ приведенной непрерывной части контура положения

$$W_п(z) = \frac{k_{ЦАП}k_{ЦДП}}{k'_{о.с}} \frac{1 + d_{1c} + d_{2c}}{z^2 + d_{1c}z + d_{2c}} \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\} = \frac{P_0}{(z-1)(z^2 + d_{1c}z + d_{2c})}. \tag{8.70}$$

Здесь

$$P_0 = \frac{k_{ЦАП}k_{ЦДП}}{k'_{о.с}} T(1 + d_{1c} + d_{2c}), \tag{8.71}$$

где $k_{ЦДП}$ — передаточный коэффициент цифрового датчика положения.

Согласно выражению (8.70) желаемый характеристический полином замкнутого контура положения с астатизмом первого порядка имеет третий порядок:

$$D_{жел}(p) = p^3 + c_1\omega_б p^2 + c_2\omega_б^2 p + \omega_б^3.$$

Принимая за оптимальное распределение корней по Баттерворту, получим для данного полинома: $c_1 = c_2 = 2$; $\tau_{ц.п} = 5{,}9$; $p_1 = -\omega_б$; $p_{2,3} = -0{,}5\omega_б(1 \pm j\sqrt{3})$; $\omega_б = \dfrac{1}{4T_μ} = \dfrac{1}{4T_п}$.

С учетом полученных параметров, переходя к дискретному характеристическому полиному, будем иметь:

$$D_{жел}(z) = z^3 + d_1 z^2 + d_2 z + d_3,$$

где $d_1 = -2{,}50$; $d_2 = 2{,}12$; $d_3 = -0{,}606$; $\omega_б = 1/2T_т$; $T_т = 2T_μ$.

На основании уравнения реализуемости

$$P_п M(z) + (z-1)N(z) = z^3 + d_1 z^2 + d_2 z + d_3$$

определим полиномы $M(z)$ и $N(z)$ —

$$M(z) = m_0 = \frac{(1 + d_1 + d_2 + d_3)}{P_п};$$

$$N(z) = n_0 z^2 + n_1 z + n_2 = z^2 + (1 + d_1)z + (1 + d_1 + d_2)$$

и ДПФ цифрового регулятора положения —

$$W_{ЦРП}(z) = \frac{1 + d_1 + d_2 + d_3}{P_п} \frac{z^2 + d_{1c} z + d_{2c}}{z^2 + (1 + d_1)z + (1 + d_1 + d_2)}. \qquad (8.72)$$

Для принятой оптимизации контуров скорости и положения выполняется условие $d_{1c} \approx 1 + d_1$ и $d_{2c} \approx 1 + d_1 + d_2$. Поэтому

$$W_{ЦРП}(z) \approx \frac{1 + d_1 + d_2 + d_3}{P_п}, \qquad (8.73)$$

т. е. мы получили пропорциональный ЦРП.

Полностью цифровая система управления СЭП оказывается сложной по алгоритму управления, так как необходимо запрограммировать три цифровых регулятора (тока, скорости, положения) и цифровое СИФУ для тиристорного преобразователя. Если полная программа по времени соизмерима или превышает интервал дискретности ТП, то теряется быстродействие электропривода, что снижает его динамические и точностные показатели. В связи с этим в позиционных и следящих электроприводах достаточно

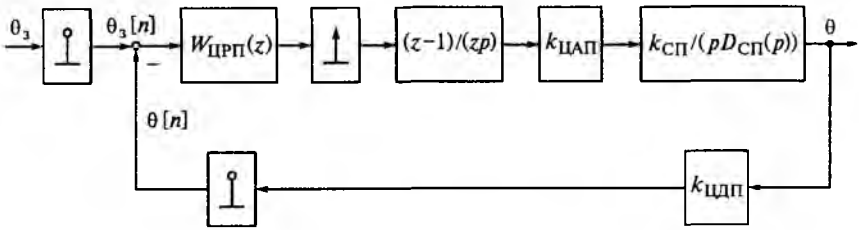


Рис. 8.13. Структурная схема СЭП с цифроаналоговой системой управления

широко используются цифроаналоговые СУЭП, в которых контуры тока и скорости аналоговые, а контур положения — цифровой.

На рис. 8.13 приведена структурная схема СЭП с цифроаналоговой системой управления. Оптимизация цифрового контура положения выполняется аналогично рассмотренным выше примерам методом ДПФ и уравнения реализуемости. В данном синтезе характеристический полином, имеющий третий порядок при настройке аналоговой скоростной подсистемы (СП) на модульный оптимум, представлен упрощенно:

$$D_{\text{СП}}(p) \approx T_{\text{с}}p + 1 = 4T_{\mu}p + 1.$$

Такое допущение позволяет проще получить (с помощью таблицы для изображений решетчатых функций) z-преобразование передаточной функции непрерывного звена:

$$W_{\text{п}}(z) = k_{\text{ЦАП}}k_{\text{СП}}k_{\text{ЦДП}}\frac{z-1}{z}Z\left\{\frac{1}{p^2(T_{\text{с}}p+1)}\right\} = \\ = \frac{P_0 z + P_1}{(z-1)(z-d_{\text{с}})}, \tag{8.74}$$

где $P_0 = k_{\text{ЦАП}}k_{\text{СП}}k_{\text{ЦДП}}[T - T_{\text{с}}(1 - d_{\text{с}})]$; $P_1 = k_{\text{ЦАП}}k_{\text{СП}}k_{\text{ЦДП}}[T_{\text{с}}(1 - d_{\text{с}}) - d_{\text{с}}T]$; $d_{\text{с}} = \mathbf{e}^{-T/T_{\text{с}}}$.

В результате синтеза определяется ДПФ ЦРП

$$W_{\text{ЦРП}}(z) = \frac{1 + d_1 + d_2}{P_0 + P_1}\frac{z - d_{\text{с}}}{z - \dfrac{d_2P_0 - (1+d_1)P_1}{P_0 + P_1}}, \tag{8.75}$$

где $d_1 = -2\mathbf{e}^{-\alpha T}\cos\Omega T = -1,509$; $d_2 = \mathbf{e}^{-2\alpha T} = 0,606$.

Если принять $d_{\text{с}} = \dfrac{d_2P_0 - (1+d_1)P_1}{P_0 + P_1}$, то получим пропорциональный ЦРП, но при этом будет несколько нарушена исходная при синтезе оптимизация контура положения.

8.8. Цифровые узлы в системах управления электропривода

Реализация алгоритмов управления в цифровых СУЭП может осуществляться различными способами — аппаратным, программным, аппаратно-программным. Наиболее простые ЦСУЭП выполняются аппаратно на типовых цифровых элементах и узлах. Эти системы надежны, в них практически отсутствует дискретность по времени, необходимая для программного способа управления. Аппаратный способ выполнения ЦСУЭП нашел достаточно широкое применение в системах числового программного управления (ЧПУ) электроприводов металлорежущих станков. Для данных систем характерно цифровое исполнение внешнего контура — контура скорости или положения с применением импульсного датчика [2].

Рассмотрим пример аппаратного выполнения цифровой системы управления скоростью и перемещением в электроприводе с импульсным датчиком скорости (рис. 8.14). Устройство ввода задания (УВЗ) формирует аппаратно или программно в цифровом коде числовые значения перемещения $N_{з.п}$ и скорости $N_{з.с}$, соответствующие технологическому режиму работы производственной установки. Цифровое задание скорости $N_{з.с}$ преобразуется с помощью преобразователя кода (ПКЧ) в унитарный код, т.е. в последовательность импульсов с частотой (в общем случае изменяющейся пропорционально заданию $N_{з.с}$)

$$f_з = N_{з.с}\frac{f_г}{N_{ПКЧ}},$$

где $f_г$ — частота генератора тактовых импульсов (ГТИ), Гц; $N_{ПКЧ}$ — числовая емкость ПКЧ.

При открытом ключе *D1* (элемент И) импульсы проходят на ключи направления движения *D2* и *D3*. При единичном сигнале на входе «В» импульсы поступают на верхний вход блока синхронизации (БС), что соответствует направлению движения вперед ($f_{з.в}$). При единичном сигнале на вход «Н» импульсы попадают на нижний вход БС, что соответствует направлению движения назад ($f_{з.н}$). Блок синхронизации принимает импульсы $f_з$ и $f_{о.с}$ и направляет на суммирующий вход (+1) счетчика *D4* задающие импульсы, а на вход вычитания (–1) — импульсы обратной связи с датчика ИД. Импульсы $f_з$ и $f_{о.с}$ следуют асинхронно относительно друг друга и в какие-то моменты времени могут совпадать по фазе, что приводит к погрешности в счете их разности в счетчике. Для устранения такой погрешности в блоке БС происходит синхронизация импульсов $f_з$ и $f_{о.с}$ импульсами $f_{г1}$ и $f_{г2}$, сдвинутыми по фазе на 180°.

Блок БС состоит из четырех блоков (рис. 8.15, *а*) — двух для движения вперед (БВ1, БВ2) и двух для движения назад (БН1,

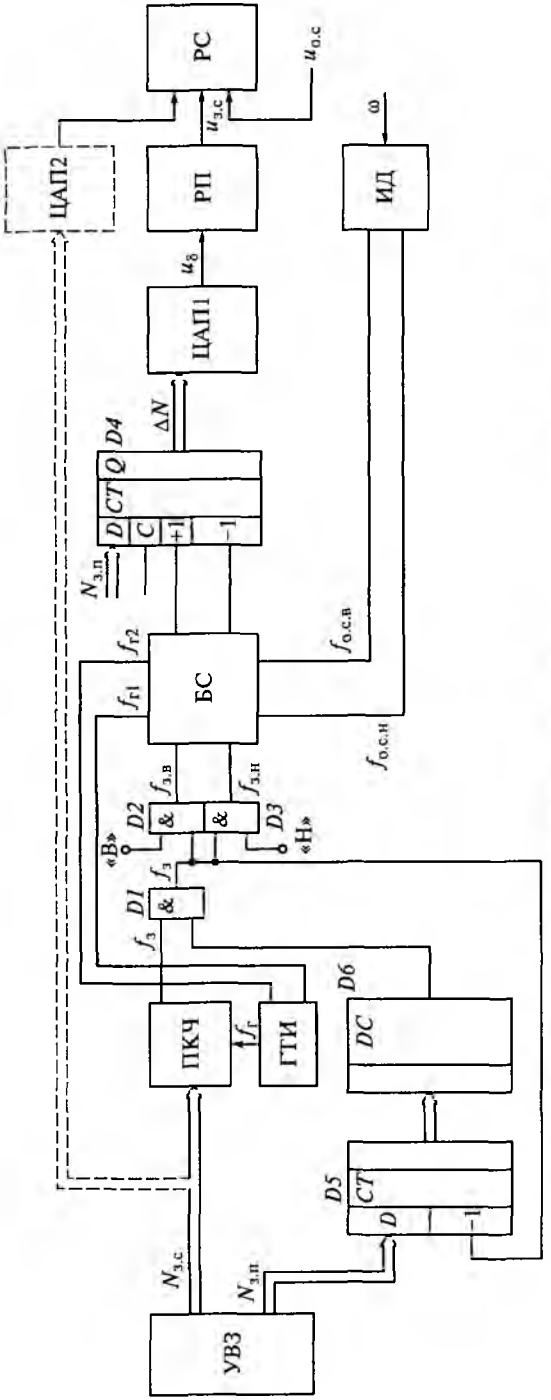


Рис. 8.14. Схема ЦСУ с импульсным датчиком скорости электропривода постоянного тока

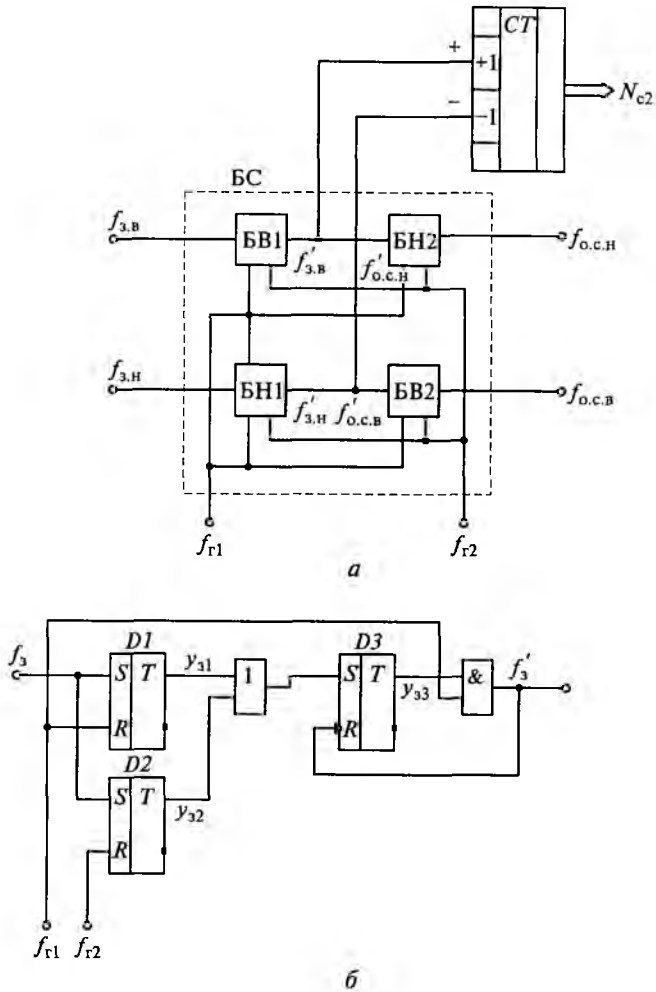


Рис. 8.15. Схемы блока синхронизации (*а*) и одной ячейки синхронизации задающего сигнала (*б*)

БН2). Входными сигналами для блоков БВ1 и БВ2 являются $f_{з.в}$ и $f_{о.с\,в}$, а для БН1 и БН2 — $f_{з.н}$ и $f_{о.с.н}$. К каждому из четырех блоков подводятся синхронизирующие сигналы $f_{г1}$ и $f_{г2}$. Вариант схемы выполнения блоков БВ1 и БН1 приведен на рис. 8.15, *б*. Входной импульс $f_з$ переводит триггеры *D1* и *D2* в единичное состояние по прямым выходам, что приводит к срабатыванию триггера *D3*. Элемент И выдает на выходе сигнал $f'_з$ только в момент наличия импульса $f_{г1}$. Триггер *D3* сбрасывается выходным сигналом $f'_з$, а триггеры *D1* и *D2* — импульсами соответственно $f_{г1}$ и $f_{г2}$. Схемы блоков БВ2 и БН2 выполнены аналогично, но синхронизирующие им-

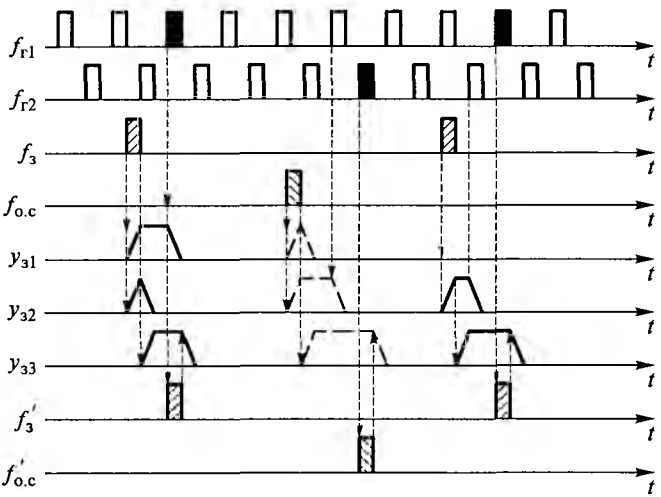


Рис. 8.16. Диаграмма работы блока синхронизации

пульсы меняются местами. Диаграмма работы блока синхронизации, соответствующего схемам рис. 8.15, приведена на рис. 8.16.

На выходе счетчика *D4* (см. рис. 8.14) выделяется цифровой сигнал углового рассогласования

$$\Delta N = \int_0^t (f_з - f_{о.с})dt = N_{з.п} - N_{о.с} = k_{ИД}\int_0^t \Delta\omega dt = k_{ИД}\Delta\theta.$$

Здесь $k_{ИД}$ — передаточный коэффициент ИД, имп./рад ($k_{ИД} = N_{ИД}/2\pi$, где $N_{ИД}$ — число импульсов на оборот ИД); $\Delta\theta$ — угол рассогласования, рад.

Цифровой сигнал ΔN преобразуется в ЦАП1 в аналоговый, поступающий в регулятор положения (РП), на выходе которого выделяется задающее напряжение для контура скорости ($u_{з.с}$).

Величина перемещения, заданная числом импульсом $N_{з.п}$, записывается в счетчике *D5*. По мере прохождения импульсов $f_з$ через ключ *D1* происходит уменьшение числа на выходе счетчика *D5* из-за непрерывного поступления импульсов на его вход вычитания (–1). При обнулении счетчика *D5* дешифратор *D6* подает нулевой сигнал на ключ *D1*, который запирается и прекращает подачу задающих импульсов на суммирующий вход счетчика *D4*. Задающее напряжение $u_{з.с}$ на входе регулятора скорости снижается до нуля, и двигатель останавливается.

Описанная система управления осуществляет следящий режим отработки электроприводом перемещения с заданной скоростью. Для повышения точности отработки заданной скорости может быть использовано дополнительное задание по скорости $N_{з.с}$, подаваемое через ЦАП2 на регулятор скорости. Если вместо сигналов $N_{з.п}$

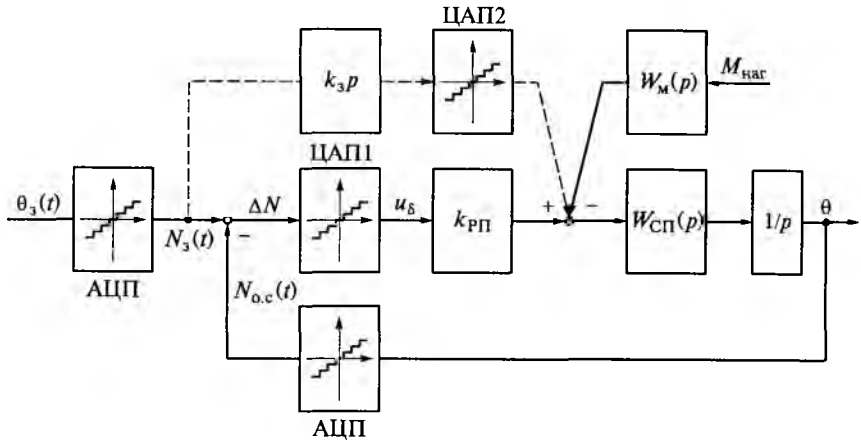


Рис. 8.17. Структурная схема электропривода, имеющего цифроаналоговую систему управления с импульсным датчиком положения

и $N_{з.с}$, поступающих соответственно на ПКЧ и *D5*, подать сигнал $N_{з.п}$ на счетчик *D4*, то получим обычный режим позиционирования электропривода без контроля скорости перемещения.

В данной цифроаналоговой СУЭП дискретностью по времени можно пренебречь, так как она определяется высокой частотой ГТИ, составляющей порядка 0,5...5 МГц. В большей мере может проявляться квантованность по уровню, обусловленная импульсным датчиком. Способы учета квантованности по уровню описаны в подразд. 8.2. Структурная схема электропривода, имеющего цифроаналоговую систему управления с импульсным датчиком положения, приведена на рис. 8.17.

Задание по скорости при данной схеме введено в состав заданного временного закона перемещения $\theta_з(t)$, который при постоянной скорости $\omega_з$ определяется как $\theta_з(t) = \omega_з t$. Счетчик *D*4 (см. рис. 8.14) представлен здесь узлом суммирования сигналов $N_з(t) = \sum_1^n f_{зi}$ и $N_{о.с}(t) = \sum_1^n f_{о.с\,i}$.

Линеаризуя характеристики АЦП и ЦАП, получим выражения для рассогласования (ошибки слежения) в установившемся режиме движения электропривода:

$$\Delta\theta = \frac{\omega_з}{D_1}; \quad \Delta N = \frac{f_з}{D_1}.$$

Здесь $D_1 = k_{АЦП} k_{ЦАП} k_{РП} k_{СП}$ — добротность СЭП по скорости, $с^{-1}$, где $k_{РП}$ и $k_{СП}$ — передаточные коэффициенты соответственно регулятора положения и скоростной подсистемы;

$$k_{АЦП} = k_{ИД} = \frac{N_{ИД}}{2\pi}.$$

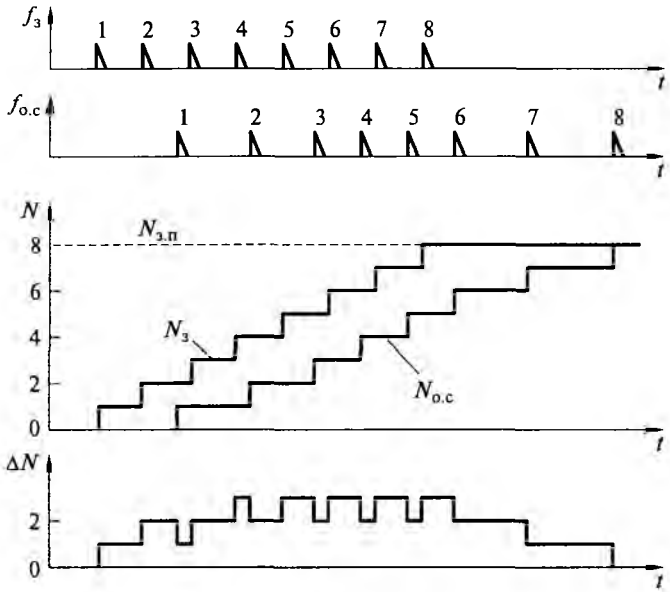


Рис. 8.18. Диаграмма отработки заданного перемещения электроприводом, имеющим цифроаналоговую систему управления с импульсным датчиком положения

Режим отработки заданного перемещения величиной в восемь импульсов с частотой вращения рабочего органа $n_з = 2$ с$^{-1}$, т. е. при $f_з = 2$ Гц проиллюстрирован на рис. 8.18. Ошибка в установившемся режиме $\Delta N \approx 3$, а в режиме покоя ошибка позиционирования $\Delta N = 0$ при П-РС и $M_{наг} = 0$ или при $M_{наг} = \text{const} \neq 0$, но ПИ-РС.

В системах электропривода постоянного тока с тиристорным преобразователем (ТП) при цифровом управлении током целесообразно выполнить также цифровой и систему импульсно-фазового управления (СИФУ) ТП, так как выход цифрового регулятора тока является входом СИФУ. При любом исполнении, аналоговом или цифровом, СИФУ должна выполнять функции:

1) синхронизации с сетью, питающей ТП;

2) выбора вентильной группы для движения вперед или назад;

3) смещения угла открывания тиристоров относительно момента естественного открывания;

4) определения тиристора, на который следует подать управляющий импульс;

5) создания управляющих импульсов.

Наиболее простым и распространенным типом аналоговой СИФУ является многоканальная СИФУ с вертикальным принципом регулирования угла открывания α. В данной СИФУ вторая из вышеперечисленных функций осуществляется выбором знака

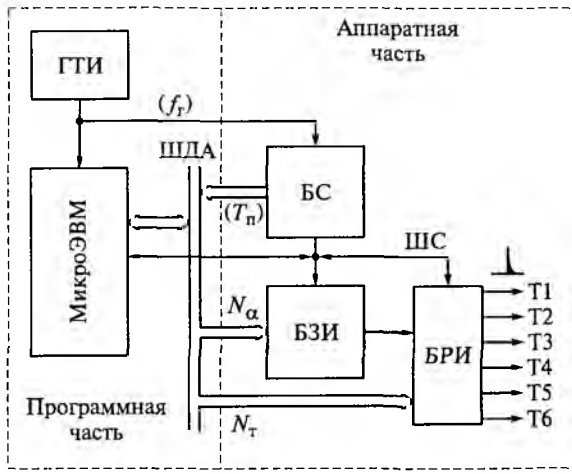


Рис. 8.19. Схема программно-аппаратной одноканальной СИФУ

входного управляющего напряжения $u_у$, третья — сравнением уровней $u_у$ и опорного напряжения $u_{оп}$, четвертая функция выполняется автоматически за счет смещения по фазам источников $u_{оп}$, число которых равно числу тиристоров в вентильной группе ТП. Функциональная простота реализации многоканальной аналоговой СИФУ обусловливает возможность достаточно просто применить такую структуру и для построения цифрового варианта СИФУ [19]. При этом синусоидальные генераторы опорного напряжения заменяются цифровыми интеграторами, а сравнение $u_у$ и $u_{оп}$ заменяется сравнением на компараторах числа $N_у$, соответствующего требуемому углу открывания, с числом $N_{с2}$ на выходе счетчика. Аппаратный способ реализации такой СИФУ требует большого количества цифровых элементов — по шесть цифровых интеграторов, компараторов, усилителей и формирователей импульсов для одной мостовой трехфазной вентильной группы. Использование программного способа в построении СИФУ позволяет применять одноканальную структуру СИФУ с одним цифровым интегратором и заметно сократить число цифровых элементов.

Рассмотрим программно-аппаратную одноканальную цифровую СИФУ (рис. 8.19). Ее программная часть, выполненная на микроЭВМ, на каждом интервале дискретности преобразователя ($T_п$) рассчитывает угол открывания α и номер тиристора $N_т$, который требуется открыть на данном интервале $T_п$. Аппаратная часть выполняет синхронизацию работы СИФУ с сетью, питающей ТП, осуществляет задержку времени для управляющих импульсов, создает необходимый по форме и мощности управляющий импульс и подает его на соответствующий тиристор. В аппаратную часть СИФУ входят следующие основные устройства: блок синхронизации БС;

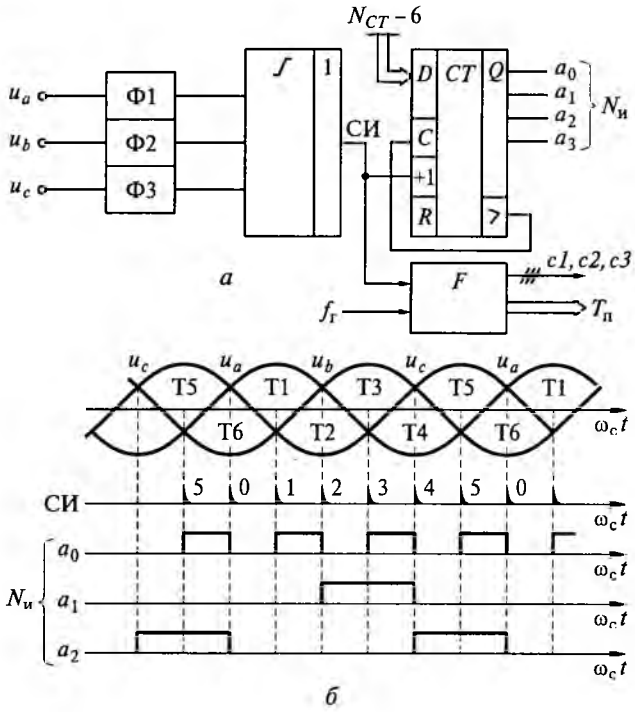


Рис. 8.20. Схема (*а*) и диаграмма работы (*б*) блока синхронизации СИФУ

блок задержки импульсов БЗИ; блок распределения импульсов БРИ. Блоки аппаратной части СИФУ связаны с микроЭВМ шинами данных и адресов ШДА и шиной синхронизации ШС.

Блок синхронизации вырабатывает систему импульсов, сфазированных относительно напряжения питания ТП и синхронизирующих работу микроЭВМ с БЗИ и БРИ. В состав БС входят (рис. 8.20, *а*): фильтры Ф1, Ф2, Ф3, выделяющие первые гармоники фазных напряжений u_a, u_b, u_c; нуль-орган, создающий синхронизирующие импульсы (СИ) в моменты естественного открывания тиристоров; двоичный счетчик с числовой емкостью N_{CT}, выдающий номер интервала проводимости ТП — $N_и$; функциональный преобразователь F, дающий информацию о продолжительности интервала дискретности $T_п$, а также импульсы *c1*, *c2*, *c3* записи и стирания данных в БЗИ и БРИ и запрета счета микро-ЭВМ. Работа БС для трехфазной мостовой схемы ТП проиллюстрирована диаграммой, приведенной на рис. 8.20, *б*. Выходные сигналы a_2, a_1, a_0 счетчика, образующие в двоичном коде число $N_и$, изображены в функции $\omega_c t$, где ω_c — угловая частота напряжения сети ($\omega_c = 2\pi f_c$).

Синхронизирующие импульсы, поступающие на суммирующий вход счетчика, определяют на его выходе шесть разных интерва-

лов проводимости, т.е. интервалов состояний тиристорного моста с номерами $N_и = 0, ..., 5$. Счетчик в составе БС работает в циклическом режиме, повторяя номера интервалов через период сетевого напряжения. На каждом интервале микроЭВМ рассчитывает величину задержки открывающего импульса относительно точки естественного отпирания ТП и номер $N_т$ открываемого на данном интервале тиристора. Рассмотрим, как решается эта задача в данной СИФУ.

Угол открывания тиристоров α рассчитывается микроЭВМ по алгоритму регулятора тока (см. рис. 8.10) и определяется относительным числом

$$N_\alpha = \alpha / (2\pi / m) = E + \Delta\alpha^*,$$

где m — число тиристоров; E — целая часть N_α, т.е. целое число интервалов проводимости ТП; $\Delta\alpha^* < 1$ — дробная часть N_α, т.е. часть одного интервала проводимости.

Так как $0 < \alpha < 180°$, то для трехфазной мостовой схемы ТП с $m = 6$ E может принимать одно из трех значений (0, 1, 2), соответствующих угловым интервалам 0...60°, 60...120°, 120...180°. Номер тиристора, который необходимо открыть на данном интервале дискретности, зависит от номера этого интервала $N_и$ и величины E. Действительно, из диаграммы на рис. 8.20, *б* следует, что, например, для $N_и = 2$ и $E = 0$ нужно открыть тиристор Т3, а для $N_и = 2$ и $E = 2$ — тиристор Т1.

Алгоритм определения номера тиристора можно представить в виде таблицы (рис. 8.21, *а*). Для определения номера открываемого тиристора $N_т$ имеются несколько условий.

1. Если при переходе от предыдущего интервала $[n-1]$ к последующему $[n]$ $\Delta E = E[n] - E[n-1] = 0$, то $N_т[n]$ определяется по горизонтальной строке таблицы на рис. 8.21, *а* с заданным значением E:

$$N_т[n] = N_и[n] + 1 - E \qquad \text{для } N_и \geq E$$

или

$$N_т[n] = N_и[n] + 1 - E + m \qquad \text{для } N_и < E.$$

2. Если $\Delta E = 1$, то включение очередного тиристора происходит через один интервал, т.е. $N_т[n] = N_и[n-1]$, откуда

$$N_т[n+1] = N_т[n-1] + 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] \neq 6$$

или

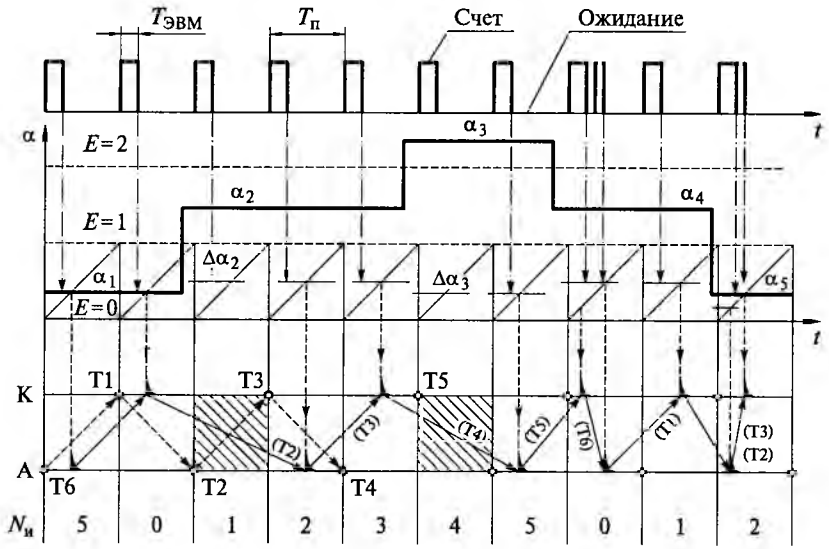
$$N_т[n+1] = 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] = 6.$$

3. Если $\Delta E = 2$, то включение очередного тиристора происходит через два интервала, т.е. $N_т[n+1] = N[n] = N_т[n-1]$, откуда

$$N_т[n+2] = N_т[n-1] \qquad \text{для } N_т[n-1] \neq 6$$

$N_и$	0	1	2	3	4	5
$E=0$	T1	(T1) T2	T3	T4	(T3, T4) T5	(T5) T6
$E=1$	T6	(T6) T1	T2	T3	(T3) T4	T5
$E=2$	T5	T6	T1	T2	T3	T4

а



б

Рис. 8.21. Таблица (*а*) и диаграмма (*б*) работы одноканальной СИФУ

или

$$N_т[n+2] = 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] = 6.$$

Условиям 2 и 3 соответствуют наклонные стрелки очередности включения тиристоров при увеличении E на таблице рис. 8.21, *а*.

4. Если $\Delta E = -1$, то на интервале $[n]$ должны поочередно включаться два тиристора.

Сначала при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0$

$$N'_т[n] = N_т[n-1] + 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] \neq 6$$

или

$$N'_т[n] = 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] = 6.$$

Затем при расчетном значении $\Delta\alpha_р > \Delta\alpha_0 + \gamma_к$

$$N''_т[n] = N'_т[n] = 1 \qquad \text{для } N'_т[n] \neq 6,$$

или

$$N''_т[n] = 1 \qquad \text{для } N'_т[n] = 6,$$

но, если $\Delta\alpha_р \leq \Delta\alpha_0 + \gamma_к$, то тиристор $N''_T[n]$ открывается при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0 + \gamma_к$, где $\Delta\alpha_0$ — минимальный угол открывания, соответствующий временно́му циклу программы ЭВМ ($T_{ЭВМ}$), $\gamma_к$ — угол коммутации тиристоров.

5. Если $\Delta E = -2$, то на интервале $[n]$ должны поочередно включаться три тиристора.

Сначала при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0$

$$N'_т[n] = N_т[n-1] + 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] \neq 6$$

или

$$N'_т[n] = 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] = 6.$$

Затем при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0 + \gamma_к$

$$N''_т[n] = N'_т[n] + 1 \qquad \text{для } N_т[n-1] \neq 6$$

или

$$N''_т[n] = 1 \qquad \text{для } N'_т[n] = 6.$$

После этого при расчетном значении $\Delta\alpha > \Delta\alpha_0 + 2\gamma_к$

$$N'''_т[n] = N''_т[n] + 1 \qquad \text{для } N''_т[n] \neq 6$$

или

$$N'''_т[n] = 1 \qquad \text{для } N''_т[n] = 6,$$

но, если $\Delta\alpha_р \leq \Delta\alpha_0 + 2\gamma_к$, то тиристор $N'''_т$ открывается при $\Delta\alpha = \Delta\alpha_0 + 2\gamma_к$.

Условиям 4 и 5 соответствуют наклонные стрелки очередности включения тиристоров при уменьшении E на таблице рис. 8.21, *а*.

Алгоритм цифровой СИФУ, описанный в данных пяти условиях, соответствует максимальному быстродействию с дискретностью в один интервал проводимости ТП.

Диаграмма работы одноканальной цифровой СИФУ, соответствующая рассмотренным условиям, показана на рис. 8.21, *б*. Кружками изображены тиристоры катодной группы К (Т1, Т3, Т5) и анодной группы А (Т2, Т4, Т6), открываемые при естественной коммутации, когда $\alpha = 0$. При изменении α (α_1, α_2, α_3, α_4, α_5) происходит соответствующая выдержка открывания тиристоров, которая определяется условием равенства заданного ЭВМ уровня

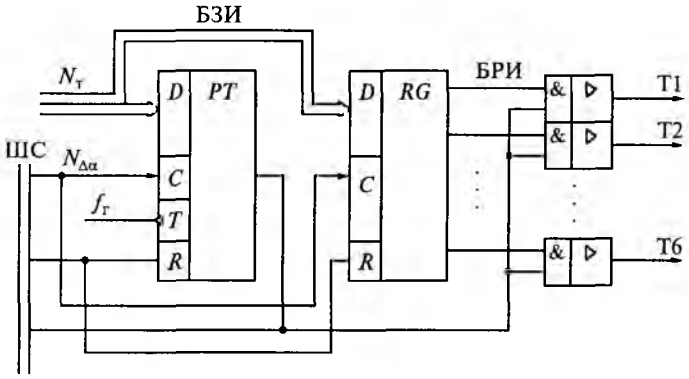


Рис. 8.22. Блоки задержки и распределения импульсов программно-аппаратной СИФУ

$\Delta\alpha$ и значением выходного числа счетчика в блоке БЗИ (номера открываемых тиристоров заключены в скобки). Если при увеличении α значение E возрастает на 1, то на соответствующем интервале ($N_и = 1$ и $N_и = 4$) не происходит включение очередного тиристора. Напротив, при значительном снижении α, когда E уменьшается на 1, на очередном интервале ($N_и = 0$ и $N_и = 2$) включаются поочередно два тиристора. Расчет значений $\Delta\alpha$, E, $N_т$ и проверка условий выполняются программно ЭВМ на каждом интервале проводимости, начиная с моментов естественного открывания ТП. Программа занимает период $T_{ЭВМ}$ и определяет соответствующий минимальный угол открывания тиристоров $\Delta\alpha_0 = \omega_с T_{ЭВМ}$. После загрузки блоков БЗИ и БРИ значениями N_α и $N_т$ ЭВМ переходит в режим ожидания, если на данном интервале должен включиться один тиристор, или в режим прерывания с последующей повторной загрузкой БЗИ и БРИ, если на данном интервале должны включиться два или три тиристора. Блоки БЗИ и БРИ выполняются на основе программируемого таймера (PT) и регистра (RG) с усилительно-распределительным узлом (рис. 8.22).

Точность измерения угла открывания в цифровой СИФУ определяется разрядностью программируемого таймера, который работает на каждом интервале проводимости, равном 60°. Так, при восьмиразрядном таймере точность измерения угла составляет $\Delta\alpha_0 = 60°/2^8 \approx 0{,}23°$. Указанная точность распространяется на все изменяемые углы за исключением значений 0°, 60°, 120°. Это объясняется тем, что для быстродействующей СИФУ без дополнительного запаздывания на один такт ТП на каждом интервале проводимости должны быть выполнены и расчет значений N_α и $N_т$, и их реализация в виде открывающих импульсов. В результате минимально возможный угол открывания $\Delta\alpha_0$ должен превосходить угол $\omega_с T_{ЭВМ}$, соответствующий необходимому для расчета N_α и $N_т$ цик-

лу ЭВМ $T_{\text{эвм}}$, т.е. $\Delta\alpha_0 \geq \omega_c T_{\text{эвм}}$. Тогда при заданных углах $\alpha_з$, равных 0°, 60°, 120°, СИФУ будет открывать тиристоры при углах соответственно $\Delta\alpha_0$, $60° - \Delta\alpha_0$, $120° - \Delta\alpha_0$. Для того чтобы угловая неточность СИФУ была одинаковой при всех измеряемых углах, необходимо выполнить следующее условие, касающееся программного цикла ЭВМ:

$$T_{\text{эвм}} \leq \frac{60°}{57,3 \cdot 2^n \omega_c}.$$

Если $n = 8$, то $T_{\text{эвм}} \leq 13$ мкс.

В интервал времени $T_{\text{эвм}}$ должна вписаться вся программа цифровой системы управления — алгоритмы цифровых регуляторов и СИФУ. Если используемая микропроцессорная техника не позволяет выполнить отмеченное выше условие, то в системе управления появляется дополнительное запаздывание на один такт дискретности. При этом расчет выполняется на такте $n - 1$, а реализация программы — на такте n.

Контрольные вопросы

1. Какие элементы в цифровой системе управления вносят в электропривод дискретность по уровню и на какие показатели электропривода может оказывать влияние данная дискретность?

2. Какими расчетными моделями можно представить квантованный по уровню элемент и как выбрать ту или иную модель для системы управления электропривода?

3. Сколько разрядов потребуется в ЦАП с напряжением питания 12 В и каким звеном его можно представить, если для полезного сигнала 62 мВ допустимо отношение сигнал/шум 34 дБ?

4. Какие элементы в цифровой СУЭП вносят дискретность по времени?

5. Определите дискретную передаточную функцию (ДПФ) цифрового регулятора скорости, обеспечивающего минимальное время переходного процесса «в малом», если ДПФ приведенного звена контура скорости $W(z) = P_0/((z - d)(z - 1))$.

6. Составьте выражение для среднеквадратичной ошибки по угловой координате электропривода (см. рис. 8.17) от квантованности импульсного датчика с $N_{\text{ид}}$ импульсами на оборот, если передаточная функция скоростной подсистемы электропривода $W_{\text{сп}}(p) = k_{\text{сп}}/(T_c p + 1)$.

7. Какую функцию выполняет в системе управления электропривода с импульсным датчиком скорости блок БС (см. рис. 8.14)?

8. Какое условие должно быть выполнено программной реализацией цифровых регуляторов и системой импульсно-фазового управления, чтобы получить отработку тиристорным преобразователем управляющего сигнала без потери такта в пределах одного интервала проводимости (см. рис. 8.7 и 8.19)?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / Под ред. В. В. Рудакова — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987. — 136 с.

2. *Башарин А. В.*, *Новиков В. А.*, *Соколовский Г. Г.* Управление электроприводами: Учеб. пособие для вузов. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. — 392 с.

3. *Бессекерский В. А.*, *Попов Е. П.* Теория систем автоматического регулирования. — М.: Главная редакция физико-математической литературы, 1972. — 768 с.

4. *Борцов Ю. А.*, *Поляхов Н. Д.*, *Путов В. В.* Электромеханические системы с адаптивным модальным управлением. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. — 216 с.

5. *Браславский И. Я.* Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 224 с.

6. *Елисеев В. А.* Релейно-контакторные системы управления электропривода. — М.: Изд-во МЭИ, 1995. — 144 с.

7. *Ивоботенко Б. А.*, *Козаченко В. Ф.* Шаговый электропривод в робототехнике. — М.: Изд-во МЭИ, 1984. — 100 с.

8. *Ключев В. И.* Теория электропривода: Учебник для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1998. — 704 с.

9. *Ковчин С. А.*, *Сабинин Ю. А.* Теория электропривода: Учебник для вузов. — СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отд-ние, 1994. — 496 с.

10. *Кузовков Н. Г.* Модальное управление и наблюдающие устройства. — М.: Машиностроение, 1976. — 184 с.

11. *Мееров М. В.* Синтез структур автоматического регулирования высокой точности. — М.: Наука. 1967. — 424 с.

12. *Перельмутер В. Н.*, *Сидоренко В. В.* Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 304 с.

13. *Поздеев А. Д.* Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. — 172 с.

14. *Сандлер А. С.*, *Сарбатов Р. С.* Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974. — 328 с.

15. Справочник по ТАУ / Под ред. А. В. Красовского. — М.: Наука, 1987. — 712 с.

16. *Суптель А. А.* Асинхронный частотно-регулируемый электропривод: Учеб. пособие для вузов. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2000. — 164 с.

17. *Терехов В. М.* Алгоритмы фаззи-регуляторов в электротехнических системах // Электричество. — 2001. — № 12. — С. 55—63.

18. *Терехов В. М.* Дискретные и непрерывные системы управления в электроприводах. — М.: Изд-во МЭИ, 1989. — 80 с.

19. *Терехов В. М.* Непрерывные и цифровые системы управления скоростью и положением электроприводов. — М.: Изд-во МЭИ, 1972. — 768 с.

20. *Терехов В. М.* Элементы автоматизированного электропривода: Учебник для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 224 с.

21. *Терехов В. М., Овсяников В. Н., Стечний А. И.* Повышение энергетической эффективности солнечных печей // Промышленная энергетика. — 1991. — № 9. — С. 24—26.

22. *Усынин Ю. С.* Системы управления электроприводов: Учеб. пособие для вузов. — Челябинск: Изд-во ЮУРГУ, 2001. — 358 с.

23. *Фишбейн В. Г.* Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. — М.: Энергия, 1972. — 136 с.

24. *Цыпкин Я. З.* Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963. — 400 с.

25. *Шипилло В. П.* Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1968. — 400 с.

26. *Heidev H., Tryba V.* Energiesparen durch einen adaptiven Fuzzy-Regler für Heizungsanlagen. Fuzzy-Logik, Theorie und Praxis. — Dortmund: Springer Verlag, 1994. — 447 p.

27. *Kessler C.* Ein Betrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen // Regelungstechnik 8. — 1960. — H8. — P. 261—269.

28. *Kessler C.* Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise // Regelungstechnik 3. — 1955. — H2. — P. 40—45.

29. Simovert Masterdrives Vector Control. Betriebsanleitung Operating Instructions. Siemens AG. — 1998. — 198 p.

30. *Zadeh L.A.* Fuzzy Sets // Information and Control. — 1965. — P. 338—353.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

ЧАСТЬ I. **ЛОГИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ**

Глава 1. **Общая характеристика систем управления электроприводов** 4
1.1. Понятие о системах управления электроприводов 4
1.2. Классификация систем управления электроприводов 7
1.3. Показатели качества управления электроприводов 8

Глава 2. **Релейно-контакторные системы управления двигателями** 11
2.1. Понятие о релейно-контакторных системах управления и их функциональном составе 11
2.2. Электрические схемы и способы анализа РКСУ 13
2.3. Принципы управления и типовые узлы в РКСУ 18
2.4. Примеры выполнения РКСУ 24

Глава 3. **Дискретные логические системы управления движением электроприводов** 29
3.1. Общая характеристика и метод синтеза ДЛСУ 29
3.2. Математическое описание ДЛСУ 30
3.3. Синтез ДЛСУ методом циклограмм 37
3.4. Примеры синтеза узлов ДЛСУ 41
3.5. Построение ДЛСУ на основе цифровых узлов 51
3.5.1. Логические системы управления на основе программируемой логической матрицы 51
3.5.2. Логические системы управления на основе аппаратного контроллера 54
3.5.3. Логические системы управления на основе программируемого логического контроллера 57

Глава 4. **Логические системы управления на основе фаззи-логики** 68
4.1. Общие положения и принципы фаззи-логики 68
4.2. Структура и алгоритм фаззи-управления 73
4.3. Примеры фаззи-управления в электроприводах 82

ЧАСТЬ II. **СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ**

Глава 5. **Системы управления скоростью электроприводов постоянного тока** 92

5.1. Системы модального управления 92
5.1.1. Общая характеристика модального управления 92
5.1.2. Синтез модального регулятора электропривода 96
5.1.3. Наблюдающие устройства в системах управления 102
5.1.4. Пример построения системы модального управления с наблюдателями для электропривода постоянного тока 107
5.2. Узлы токоограничения в системах управления скоростью электропривода 115
5.3. Системы управления с подчиненным регулированием координат 121
5.3.1. Принципы оптимизации в системе подчиненного регулирования 121
5.3.2. Синтез регуляторов тока и скорости в электроприводе постоянного тока 126
5.3.3. Система двухзонного регулирования скорости электропривода 136
5.4. Адаптивное управление в электроприводах 147

Глава 6. **Системы управления скоростью электроприводов переменного тока** 159
6.1. Управление синхронным двигателем в схеме вентильного двигателя 159
6.1.1. Вентильный двигатель 159
6.1.2. Система управления электропривода с вентильным двигателем 171
6.1.3. Система управления электропривода с двухфазным вентильным двигателем 176
6.2. Системы управления скоростью асинхронного электропривода 179
6.2.1. Асинхронный электропривод с регулированием напряжения на статоре 179
6.2.2. Системы скалярного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода 189
6.2.3. Системы векторного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода 204

Глава 7. **Системы управления положением электроприводов** 234
7.1. Общая характеристика позиционных и следящих электроприводов и их систем управления 234
7.2. Точностные показатели следящих электроприводов 239
7.3. Примеры непрерывных систем управления следящего электропривода постоянного тока 249

Глава 8. **Цифровые системы управления скоростью и положением электропривода** 256
8.1. Понятие цифровых СУЭП 256
8.2. Расчетные модели ЦСУ с учетом дискретности по уровню 257

8.3. Дискретные передаточные функции и структурные схемы контура регулирования электропривода 261
8.4. Методика синтеза цифрового контура 266
8.5. Оптимизация цифрового контура тока электропривода с тиристорным преобразователем 269
8.6. Оптимизация цифрового контура скорости 275
8.7. Оптимизация цифрового контура положения 280
8.8. Цифровые узлы в системах управления электропривода 283

Список литературы 296

Учебное издание

Терехов Владимир Михайлович,
Осипов Олег Иванович

Система управления электроприводов

Учебник

Под редакцией В. М. Терехова

2-е издание, стереотипное

Редактор *Е. М. Зубкович*
Технический редактор *Н. И. Горбачева*
Компьютерная верстка: *Г. Ю. Никитина*
Корректоры *И. В. Могилевец, В. А. Жилкина*

Изд. № А-1199-11. Подписано в печать 10.03.2006. Формат 60×90/16.
Гарнитура «Таймс». Бумага тип. № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 19,0.
Тираж 2500 экз. Заказ № 16274.

Издательский центр «Академия». www.academia-moscow.ru
Санитарно-эпидемиологическое заключение № 77.99.02.953.Д.004796.07.04 от 20.07.2004.
117342, Москва, ул. Бутлерова, 17-Б, к. 360. Тел./факс: (495)334-8337, 330-1092.

Отпечатаио в ОАО «Саратовский полиграфический комбинат».
410004, г. Саратов, ул. Чернышевского, 59.

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР «АКАДЕМИЯ»

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!
ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР «АКАДЕМИЯ»

ПРЕДЛАГАЕТ ВАШЕМУ ВНИМАНИЮ СЛЕДУЮЩИЕ КНИГИ:

С. А. БАШАРИН, В. В. ФЕДОРОВ

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ: ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Объем 304 с.

В учебном пособии изложены основы теории электрических цепей и электромагнитного поля. Наряду с традиционными материалами вошли новые положения теории матричного анализа электрических цепей, распространения электромагнитных волн вдоль направляющих систем и в многослойных средах. Приведены примеры решения практических задач в области электротехники.

Для студентов высших технических учебных заведений.

М. П. БЕЛОВ, В. А. НОВИКОВ, Л. Н. РАССУДОВ

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ТИПОВЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

Объем 576 с.

В учебнике изложены блочно-модульные принципы построения унифицированных систем автоматизированных электроприводов с программируемыми микроконтроллерами. Рассмотрены принципы построения компьютерных систем управления механизмами, агрегатами и комплексами на базе автоматизированных электроприводов и компьютерных средств автоматизации. Приведены примеры построения компьютерных систем управления многодвигательными электроприводами машин и агрегатов типовых групп технологического и транспортного оборудования, а также

автоматизированных технологических комплексов базовых отраслей промышленности.

Для студентов высших учебных заведений. Может быть полезен широкому кругу инженерно-технических работников, занятых разработкой, проектированием и эксплуатацией систем автоматизации.

И. Я. БРАСЛАВСКИЙ, З. Ш. ИШМАТОВ, В. Н. ПОЛЯКОВ

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Объем 256 с.

В учебном пособии изложены основные сведения о наиболее распространенных классах современных систем регулируемых асинхронных электроприводов и их энергетических показателях. Рассмотрены в общем виде возможности снижения энергопотребления в асинхронных электроприводах при работе в установившихся и переходных режимах. Обоснована целесообразность автоматизации энергоемких технологических процессов с использованием регулируемых асинхронных электроприводов, что позволяет удовлетворять возрастающие технологические требования и одновременно решать задачи энергосбережения. Приведены рациональные структуры энергосберегающих автоматизированных частотно-регулируемых асинхронных электроприводов для типовых производственных механизмов. Даны количественные оценки снижения энергопотребления.

Для студентов высших учебных заведений.

Г. Ф. БЫСТРИЦКИЙ, Б. И. КУДРИН

ВЫБОР И ЭКСПЛУАТАЦИЯ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Объем 176 с.

В учебном пособии изложены требования, определяющие выбор числа и мощности трансформаторов главной понижающей и цеховых подстанций; рассмотрены конструктивные схемы трансформаторов и назначение их основных элементов, а также характеристики трансформаторного масла и способы его очистки и сушки. Представлены режимы роботы трансформаторов и условия их включения после монтажа и ремонта.

Для студентов высших и средних учебных заведений. Может быть полезно работникам промышленных предприятий, занимающимся вопросами эксплуатации электрооборудования.

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР «АКАДЕМИЯ»

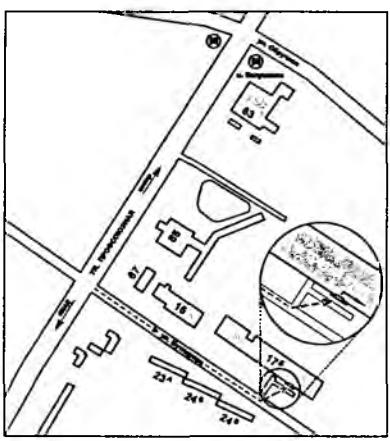
Книги Издательского центра «АКАДЕМИЯ» можно приобрести

В розницу:

- Выставка-продажа литературы издательства (Москва, ул. Черняховского, 9, здание Института развития профессионального образования). Тел./факс: (495) 152-1878
- Книжный клуб «Олимпийский» (Москва, Олимпийский пр-т, 16, 5-й этаж, место 20; 3-й этаж, места 166)
- Книжная ярмарка на Тульской (Москва, Варшавское шассе, 9, магазин-склад «Марко»)
- Московский дом книги (Москва, ул. Новый Арбат, 8)
- Дом педагагической книги (Москва, ул. Б. Дмитравка, 7/5; ул. Кузнецкий маст, 4)
- Торговый дом «Библио-Глобус» (Москва, ул. Мясницкая, 6)
- Дом технической книги (Москва, Ленинский пр-т, 40)
- Дом медицинской книги (Москва, Комсомольский пр-т, 25)
- Магазин «Библиосфера» (Москва, ул. Марксистская, 9)
- Сеть магазинов «Новый книжный» (Москва, Сухаревская пл., 12; Волгоградский пр-т, 78)

Оптом:

- Москва, ул. Бутлерова, 17-Б, 3-й этаж, к. 360 (здание ГУП «Книгоэкспорт»). Тел./факс: (495) 334-7873, 330-1092, 334-8337. E-mail: sales@academia-moscow.ru



- Москва, Автомобильный пр-д, 10 (территария ГУП «Таганское»). Тел./факс: (495) 975-8927, 975-8928. E-mail: sales@academia-moscow.ru
- Санкт-Петербург, наб. Обводного канала, 211-213, литер «В». Тел./факс: (812) 259-6229, 251-9253. E-mail: fspbacad@peterstar.ru (оптова-розничная торговля)

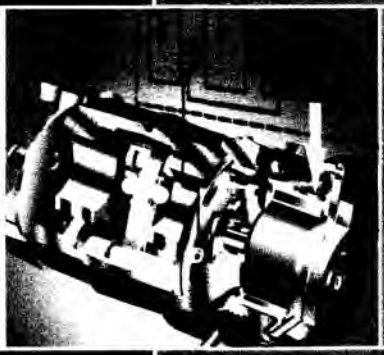
Высшее профессиональное образование

В. М. Терехов
О. И. Осипов

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

2-е издание

Учебник



Электротехника

ACADEMA