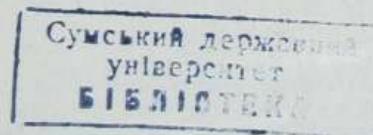


621.34+
Ю. М. Сафонов С 21

ЭЛЕКТРО- ПРИВОДЫ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ РОБОТОВ

376171

Часы



МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1990

2-50

ББК 31.291

С21

УДК 62-83:007.52

Р е ц е н з е н т канд. техн. наук В. Г. Остапчук

Сафонов Ю.М.

C21

Электроприводы промышленных роботов. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 176 с.: ил.

ISBN 5-283-00539-9

Рассматриваются системы электроприводов, применяемых в промышленных роботах, и их особенности. Анализируются свойства механической части электроприводов и приводятся сведения об элементах промышленных роботов. Даются описания типовых узлов электроприводов, а также комплектных электроприводов промышленных роботов.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, наладкой и эксплуатацией электроприводов промышленных роботов.

С 2202090100-542
051 (01)-90 176-89

ББК 31.291

Производственное издание

Сафонов Юрий Михайлович

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПРОМЫШЛЕННЫХ РОБОТОВ

Редактор В.П. Рубцов Зав. редакцией М.П. Соколова

Редактор издательства Л.А. Решмина

Художественные редакторы В.А. Гозак-Хозак, Т.Н. Хромова

Технический редактор О.И. Хабарова Корректор Е.В. Кудряшова

ИБ № 3106

Набор выполнен в издательстве. Подписано в печать с оригинала-макета 10.07.90.
Т.09823. Формат 60 x 88 1/16. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная.
Усл. печл. 10,78. Усл.кр.-отт. 11,14. Уч.-изд.л. 11,51. Тираж 15000 экз. Заказ 6059.
Цена 60 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Отпечатано в ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО "Первая Образцовая типография" Государственного комитета СССР по печати. 113054, Москва, М-54, Валовая ул., 28.

ISBN 5-283-00539-9

© Автор, 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современная эпоха характеризуется широким внедрением промышленных роботов в промышленность, сельское хозяйство, транспорт. Однако широкое внедрение промышленных роботов в настоящее время сдерживается недостаточно высокой их надежностью, а также отсутствием квалифицированного персонала для обслуживания.

Надежность и качество работы промышленных роботов в первую очередь определяются уровнем технического обслуживания электропривода и систем программного управления. Электроприводы промышленных роботов имеют существенные особенности, связанные с характером нагрузок и технологическим процессом. Промышленные роботы представляют собой принципиально новые машины для комплексной автоматизации физического труда, которые отличаются от традиционных средств автоматизации.

В книге нашли отражение отечественные и зарубежные разработки в области электроприводов роботов, а также материалы, необходимые для цельного восприятия особенностей электроприводов роботов и их взаимосвязей с другими устройствами роботов. Основное внимание уделено системам электропривода, которые уже применяются на практике.

В гл. 1 приведены общие сведения о роботах, даны основные определения, классификация, рассмотрены вопросы кинематического и динамического анализа механической части промышленных роботов, сформулированы требования к электроприводу.

В гл. 2 рассмотрены электроприводы постоянного тока, приведены основные сведения из теории электропривода, проанализированы его структуры и особенности работы при переменных параметрах.

В гл. 3 даны структуры электропривода переменного тока, которые могут применяться в промышленных роботах, показано, что при проектировании они могут быть приведены к приводу постоянного тока, методы анализа и синтеза которого разработаны более полно.

В гл. 4 рассмотрены электроприводы роботов с шаговыми двигателями, описаны особенности работы дискретного электропривода при переменных параметрах и способы улучшения качества движения.

В гл. 5 приведены основные сведения о применяемых на практике принципах и системах программного управления промышленными роботами.

Автор выражает искреннюю признательность канд. техн. наук В.Г. Остапчуку за полезные советы и рекомендации, несомненно, способствовавшие улучшению книги, а также доктору техн. наук В.П. Рубцову, взявшему на себя большой труд по редактированию рукописи.

Все замечания и пожелания читателей по содержанию книги будут приняты автором с благодарностью. Их следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб. 10, Энергоатомиздат.

Автор

Глава первая

МЕХАНИКА ПРОМЫШЛЕННЫХ РОБОТОВ

1.1. Общие сведения о промышленных роботах

Робототехника является молодой динамично развивающейся технической наукой. Как и любая наука, робототехника начинается с определения основных категорий, которыми она занимается, и классификации. Анализ современной литературы свидетельствует о том, что до сих пор нет одного общепринятого и однозначного определения робота.

Идея создания "железных помощников" человека возникла уже в античном мире. Так, первое упоминание о "золотых служанках", которых обучили различным видам труда, встречается у Гомера в "Илиаде". Однако первая ее реализация осуществилась много веков спустя. К предкам современных роботов можно отнести человекоподобные механические игрушки (андроиды). Созданные более двух веков назад игрушки в форме человека способны были производить движения, похожие на человеческие. Наиболее известными андроидами являлись "Флейтист" французского механика Жана Вокансона, "Девица, играющая на фортепиано" и "Мальчик-переписчик" швейцарских часовщиков Пьера и Анри Дро, от имени которого и произошло слово андроид.

Слово "робот" впервые было употреблено известным чешским писателем Карелом Чапеком, который в 1925 г. написал пьесу "РУР" (Россумовские универсальные роботы). Слово "робот" происходит от чешского *robot*, которое в переводе на русский язык означает тяжелый физический труд. Чапек, определяя понятие робота, говорит, что роботы – не люди, хотя и похожи на них, они могут быть механически совереннее людей, обладать невероятно сильным интеллектом, но не имеют души и не способны мыслить. По Чапеку роботы способны к саморазвитию. Первую половину XX в. роботы были полностью во власти писателей-фантастов. Именно в художественной литературе в это время рассмотрены наиболее целесообразные области применения роботов, разработаны принципы их построения и даже приведены основные законы робототехники. Наиболее известные законы робототехники принадлежат писателю-фантасту А. Азимову. Их суть сводится к тому, что все действия робота должны быть подчинены интересам Человека. Следует отметить, что внешне все роботы писателей-фантастов похожи на человека.

В конце 40-х годов в связи с потребностями атомной энергетики стали создаваться устройства для работы в недоступной для человека зоне. Эти устройства содержали исполнительный и задающий механизмы. Человек с помощью задающего механизма управлял действиями исполнительного механизма, находясь вдали от зоны. Исполнительный механизм повторял операции задающего в опасной зоне. Эти устройства, предназначенные для воспроизведения двигательных функций руки человека, получили название манипуляторов. Первые манипуляторы были с непосредственным управлением без дополнительных источников энергии. Все перемещения осуществлялись лишь за счет мускульной силы человека-оператора. Естественно, что они имели малую грузоподъемность, низкую производительность и небольшую зону обслуживания.

Следующим этапом явилось создание дистанционно управляемых манипуляторов. В зависимости от типа задающего механизма их подразделяют на копирующие и командные. Копирующий манипулятор предполагает наличие задающего органа, идентичного по кинематике исполнительному, который воспроизводит движение задающего. Для полноты ощущений управления задающие органы, как правило, оснащаются устройствами отражения усилия. В командном манипуляторе управление осуществляется по каждой из степеней подвижности в отдельности с помощью рукояток, кнопок. Простейшими командными манипуляторами можно назвать экскаватор и подъемный кран. Недостатком дистанционно управляемых манипуляторов является необходимость непрерывного участия человека-оператора в процессе управления.

В 1958 г. К. Шенном и М. Минским была высказана идея создания автоматического манипулятора, управляемого от ЭВМ, а уже в 1962 г. она была воплощена в Швейцарии Г. Эристом. "Рука Эриста" стала фактически первым роботом.

В настоящее время во многих странах число применяемых роботов превысило уже несколько тысяч. Однако в разных странах под роботом понимают не всегда одно и то же. Это затрудняет сравнение различных публикуемых статистических данных об используемых роботах.

Что же сейчас понимается под словом "робот" в науке и технике?

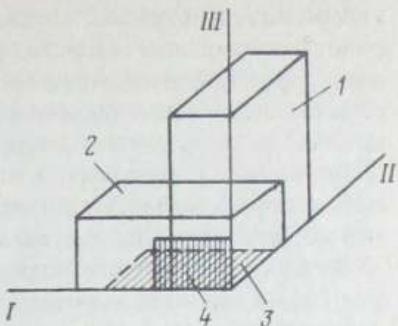
Известный ученый в области прикладной робототехники М. Тринг под роботом понимает техническое устройство, которое имеет кисть и руку, является самоходным и самоуправляемым, обладает системами энергоснабжения и управления, имеет небольшой вычислитель с памятью для выдачи инструкций и принятия решений, имеет датчики: тактильные, позиционные, зрительные, слуховые, шероховатости, твердости и др.

М. Тринг считает, что следует создавать роботы, которые находились бы на низшей ступени по сравнению с их создателем.

В Японии Специальный Комитет промышленных роботов провел опрос фирм-изготовителей и потребителей роботов, а также видных ученых в области робототехники. Были даны различные определения робота. На основе анализа этих определений Специальный Комитет предлагает

Рис. 1.1. К определению места РР:

I – уровень физических возможностей;
II – уровень функциональных возможностей; III – уровень интеллекта; 1 – человек; 2 – промышленный робот; 3 – строительная машина; 4 – информационная машина



принять в качестве критерия три категории способностей, которыми обладает живое существо: умственные, функциональные и физические. На рис. 1.1 приведено условное трехмерное пространство человека, по осям отложены уровни интеллекта, функциональных способностей и физических возможностей. Под уровнем интеллекта Специальный Комитет понимает способности ощущения, восприятия и "создания", сюда же включает память, логику, способность к обучению и т.д. Функциональные способности означают универсальность, способность перемещений в пространстве. Физические возможности включают силу, скорость, способность к непрерывной работе, надежность, долговечность и т.д. Робот определяется как трехмерная машина, имеющая оси, соответствующие пространству живого существа. Легко показывается, что все ранее применяемые машины были либо одномерными, либо двухмерными. Таким образом, в Японии промышленным роботом называют автомат с изменяемой программой, предназначенный для механизации и автоматизации ручных операций.

Чаще всего под промышленным роботом понимают автономное, автоматически действующее техническое устройство, способное одновременно воспроизводить двигательные и интеллектуальные функции человека в процессе его трудовой деятельности.

ГОСТ 25686-85 определяет манипулятор как управляемое устройство или машину для выполнения двигательных функций, аналогичных функциям руки человека при перемещении объектов в пространстве, оснащенное рабочим органом. Промышленный робот определяется как автоматическая машина, стационарная или передвижная, состоящая из исполнительного устройства в виде манипулятора, имеющего несколько степеней подвижности, и устройства программного управления для выполнения в производственном процессе двигательных и управляющих функций. Устройство программного управления должно обладать перепрограммируемостью, под которым понимают способность заменять управляющую программу автоматически или при помощи человека-оператора. К перепрограммированию относится изменение последовательности и (или) значений перемещений по степеням подвижности и

управляющих функций с помощью средств управления на пульте устройства управления. Отсюда следует, что ЭВМ с самой развитой памятью и интерфейсом не является промышленным роботом, так как не способна осуществлять двигательные функции. Металлообрабатывающие автоматы тоже не могут быть промышленными роботами из-за узкой специализации. Промышленный робот – это универсальное устройство с многоцелевым назначением. В отличие от него непрограммируемый автоматический манипулятор называется автооператором.

Исходя из принятого определения можно выделить четыре основные функции, характеризующие робот:

воздействие на окружающую среду посредством рабочих органов (выполнение технологических операций);

идентификация внешней среды и собственного состояния;

адаптация к окружающей среде, принятие решения, т.е. способность реагировать на ситуации, которые не были запрограммированы явным образом;

диалог с человеком-оператором.

Промышленный робот (ПР) (рис. 1.2) состоит из манипулятора, блока управления и сенсорных устройств. В зависимости от выполняемых основных функций набор элементов, образующих ПР, может быть различным. Например, если не требуется идентификация внешней среды, могут отсутствовать сенсорные датчики (тачильные датчики, система технического зрения, система распознавания речи и т.п.). Информационная система также может быть либо построена на базе мини-ЭВМ, либо реализована аппаратно с помощью простейших логических элемен-

тов. Манипулятор должен полностью соответствовать первой основной функции, т.е. выполнять определенные технологические операции. Пульт обучения предназначен для связи с человеком-оператором (работа ПР в ручном режиме, программирование, целевое указание ...).

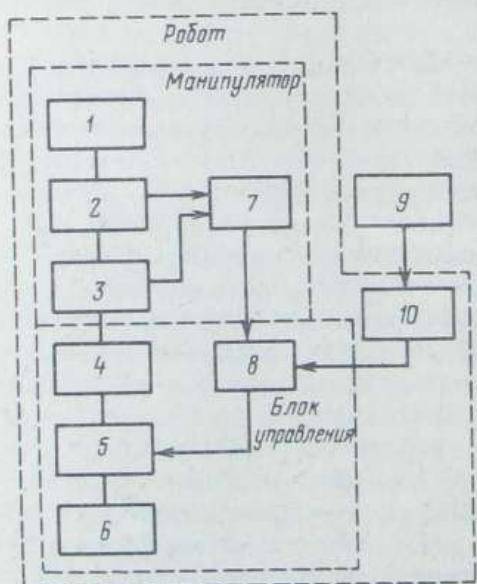


Рис. 1.2. Функциональная схема ПР:

- 1 – схват; 2 – звенья кинематической цепи; 3 – электродвигатели; 4 – силовые преобразователи; 5 – система программного управления; 6 – пульт обучения; 7 – датчики обратной связи; 8 – информационная система ЭВМ; 9 – внешняя среда; 10 – сенсорные датчики

Промышленные роботы в зависимости от выполняемых функций и элементной базы классифицируют по поколениям [2].

К первому поколению относят ПР, работающие по жесткой программе, которая записывается в память системы управления и остается неизменной при выполнении данного технологического цикла. Однако одна программа может быть легко заменена другой. Эти ПР используются при выполнении повторяемых операций в стабильной среде. Для программирования используются простейшие алгоритмические языки. Большинство работающих в настоящее время ПР относится к первому поколению. Следует отметить, что внедрение в промышленность ПР следующих поколений не вытеснит полностью ПР первого поколения, поскольку есть виды работ, где они незаменимы и экономически выгодны.

Роботы второго поколения (иногда их называют адаптивные) отличаются наличием системы очувствления, которая позволяет им адаптироваться к некоторым отклонениям между реальной и запрограммированной ситуациями. Они требуют при программировании применения языков более высокого уровня (VAL, PL1, LM). Роботы второго поколения применяются при сборочных операциях, загрузке станков деталями, поступающими с конвейера, и других операциях, требующих выбора.

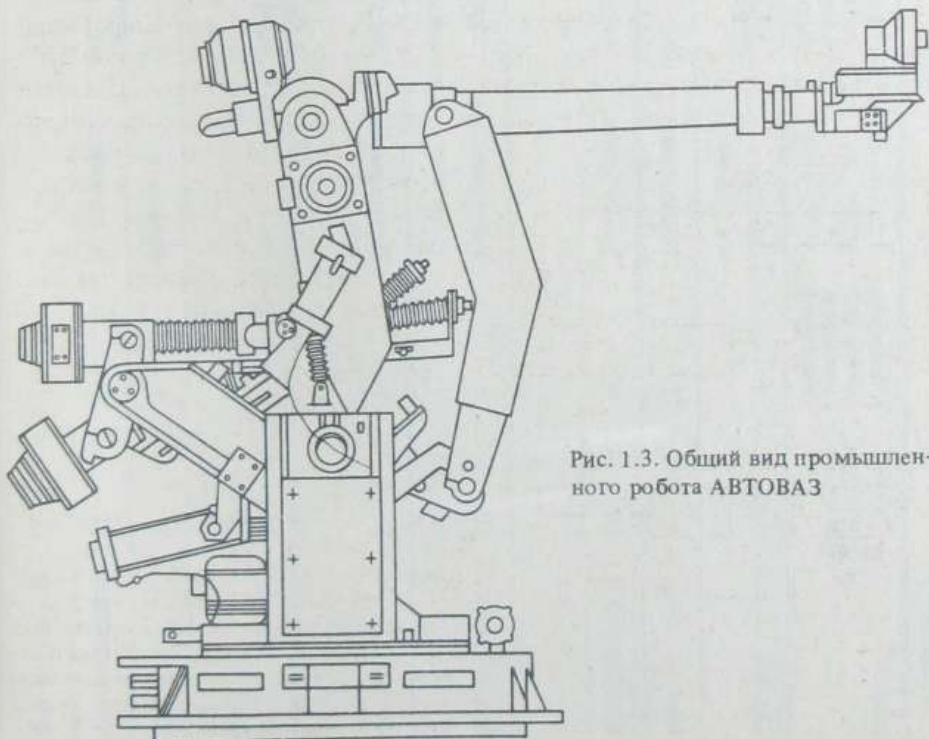


Рис. 1.3. Общий вид промышленного робота АВТОВАЗ

Таблица I.1

Модель	Грузо- подъем- ность, кг	Число сте- пней под- движности без схвата	Система управ- ления	Точность позици- онирования, мм	Скорость линейная, угловая, м/с	Перемещение линейное, угловое, град	Масса, кг
МРУ-901	0,02	2	Цикловая по упорам	±0,02	0,1	130	10
МП-4	5	3	Позиционная	+2	0,05	100	100
"Универсал-5"	5	6	"	+1	0,1 0,3	80 78 180 90	400 640 180 180
Модель 110 А	10	5	Универсальная	±0,4	0,2 0,2 0,1	— 1500 630	— 360
РФ-1001С	1	5	Позиционная	±0,5	0,2 0,5 0,1	60 200 200	400 500 360
1Р-1	5-10	3	"	±0,3	1,2 1 0,8	60 750 1000	630 750 1000
1Р-2	10-40						900 1000
1Р-3	40-100						1200
РКТБ	7	4	Цикловая	±1	0,3	90	600
Промышленный	25	6	Позиционная	+1	2	—	270 560
робот в цилин- дрических коор- динатах						800 —	850 (вклю- чая ЧПУ)

PБ-241	47	5	"	+1	-	-	500 1000	210	830
Rip 6,3	6,3	5	"	±0,5	-	60	-	270	250
						45	80		
						45	40		
						90	360		
						90	180		
PIM-25	25	7	"	±0,5	1,5	100	1000	350	1000
						60	90		
						180	350		
						90	180		
PR-32E	32	5	Цикловая	±0,5	-	-	-	70	1340
						-	-	75	
						-	-	330	
						-	-	360	
						-	-	250	
IR10E	30	5	Контрольная	±0,2	0,8	90	-	330	250
IR60E	60	5	и позиционная	±0,4	1	-	-	80	1300
						-	-	60	
						-	-	180	
						100	180		
						200	360		
PRO-80	80	4	Позиционная	±0,4	0,5	-	800	-	-
			(три степени					300	
			обучения)					180	
							20	60	

Роботы третьего поколения (интеллектуальные) обладают элементами искусственного интеллекта. Они в состоянии самостоятельно принимать решения, самообучаться в процессе работы, общаться с человеком на естественном языке. Правда, они еще не вышли за рамки лабораторных испытаний.

По степени специализации ПР делят на универсальные, специализированные и специальные. Универсальные ПР могут быть использованы для обслуживания различного оборудования, обладают широкими возможностями в организации движения рабочего органа. Специализированные ПР предназначены для выполнения операций, связанных с обслуживанием оборудования одного назначения (сварка, штамповка, термообработка). Специальные ПР выполняют только одну, как правило, простую операцию. Набор их движений ограничен.

По грузоподъемности ПР подразделяют на ПР малой (до 5 кг), средней (от 5 до 60 кг) и большой (более 60 кг) грузоподъемности. Встречается и другая классификация: ПР сверхлегкие (до 1 кг), легкие (до 10 кг), средние (до 200 кг), тяжелые (до 1000 кг), сверхтяжелые (свыше 1000 кг). Под грузоподъемностью ПР понимается наибольшая масса объектов манипулирования (включая массу захватного устройства), которые могут перемещаться рукой при соблюдении заданных условий движения [2].

По конструктивному исполнению промышленные роботы делят на напольные, подвесные и встроенные в оборудование.

По типу системы программного управления (СПУ) ПР подразделяют на цикловые, позиционные и контурные.

На примере ПР типа АВТОВАЗ ПР 601/60 (рис. 1.3) рассмотрим, как может быть классифицирован конкретный выпускаемый серийно промышленностью ПР. Он относится к ПР первого поколения, т.е. работает по жесткой программе, и по степени специализации является универсальным. Грузоподъемность этого ПР до 60 кг, т.е. средняя, выполнен он в напольном варианте и снабжен позиционной системой управления. Робот имеет шесть степеней свободы: первые три транспортирующие, т.е. доставляют объект манипулирования в заданную точку сервисного пространства, и три, связанные с кистью, ориентирующие, задают положение объекта манипулирования в этой точке. Конструктивной особенностью этого ПР является использование пневматической разгрузки, которая уравновешивает руку, снижая тем самым мощность исполнительных электродвигателей и улучшая динамические характеристики ПР. В основном этот ПР применяется для сварки кузовов автомобилей.

Рассмотренные классификационные признаки находят отражение в паспортных данных ПР, основными из которых являются грузоподъемность, кинематическая схема (число степеней подвижности, число рук, система координат), тип привода (пневматический, гидравлический, электрический, комбинированный), тип системы программного управления, точность, зона обслуживания (максимальные перемещения по ко-

ординатам), линейные и угловые скорости перемещения, габаритные размеры, масса.

В табл. 1.1 приведены технические данные некоторых ПР с электроприводом [2].

1.2. Кинематические схемы промышленных роботов

Свойства и характеристики ПР в значительной степени определяются кинематической схемой, основная функция которой заключается в подводе схвату в заданную точку пространства с определенной ориентацией. Исходя из выполнения этой основной функции, зависящей в свою очередь от технологического процесса, должны выполняться кинематические схемы конкретных ПР. Кроме того, кинематические схемы ПР должны обеспечивать по возможности не зависимое управление всеми координатами, допускать при необходимости определенную маневренность, соответствовать типу применяемого привода и образовывать с ним органическое единство.

Кинематические схемы характеризуют следующими показателями: структурой, рабочей зоной, системой координат, в которой осуществляется движение механизмов ПР, числом степеней подвижности, маневренностью, мобильностью.

Кинематические схемы большинства ПР представляют собой разомкнутую цепь, состоящую из последовательно соединенных звеньев. Взаимное соединение звеньев характеризуется классом, определяющим допустимые пары звеньев виды движений. В ПР в основном используются кинематические пары V класса, допускающие относительное движение только по одной координате. Реже используются пары IV класса, допускающие относительное движение по двум координатам. Например, простое шарнирное соединение двух звеньев образует пару V класса, а карданное соединение — пару IV класса.

В ПР находят применение и кинематические схемы с замкнутой цепью. Например, четырехзвенный механизм, выполненный в виде параллелограмма, обладает лишь одной степенью свободы. Такие механизмы применяются для задания специальных траекторий движения. Элементы кинематической схемы с замкнутой цепью обладают более высокой жесткостью, поскольку испытывают в основном нагрузки типа растяжения — сжатия и меньше работают на изгиб. Поэтому механизмы с замкнутой кинематической цепью имеют повышенную точность и применяются в прецизионных ПР.

Преимущественное распространение в ПР получили кинематические пары V класса с тремя видами движения: поступательным, для которого введем символическое обозначение S ; ротацией — вращением вокруг оси, совпадающей с продольной осью звена, обозначаемым как R ; изгибом — вращением вокруг оси, перпендикулярной продольной оси звена, обозначаемым как P (рис. 1.4).

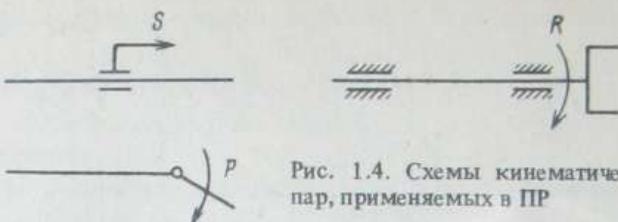


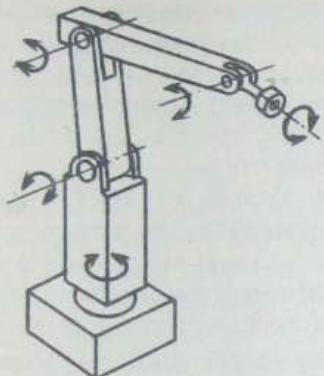
Рис. 1.4. Схемы кинематических пар, применяемых в ПР

Из ограниченного набора кинематических пар при их различных сочетаниях может быть сформировано большое число механизмов с различными видами движения и возможностями. Последовательность соединения кинематических пар между собой при анализе и синтезе ПР удобно представлять в виде символьических обозначений, например $R-S-P$. Очевидно, что любая компоновка из множества возможных сочетаний кинематических пар может быть применена в ПР. Однако выбор той или иной компоновки, во-первых, должен осуществляться, исходя из технологических требований заданной траектории движения, во-вторых, должен определяться типом применяемого привода и способом размещения двигателей. Выбор кинематической цепи и типа привода должен проводиться совместно. При выборе кинематической цепи следует учитывать, что наиболее просто организуются траектории, соответствующие движению по одной координате. Здесь не требуется постоянно вычислять координаты остальных звеньев и вводить дополнительные коррекции.

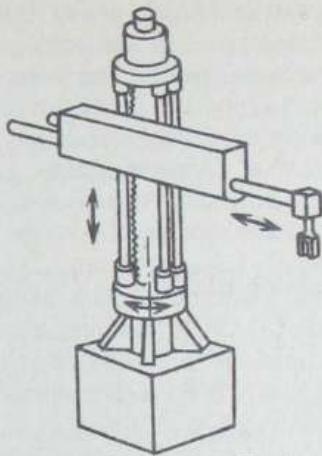
На рис. 1.5 приведены наиболее распространенные компоновки ПР, образованные кинематическими парами V класса. Различные сочетания кинематических пар определяют технические характеристики и возможности ПР.

Так, на рис. 1.5, а показана компоновка отечественного ПР типа ТУР-10. Он является универсальным ПР (ТУР-10 расшифровывается как технологический универсальный робот, а цифра 10 означает грузоподъемность, кг), который применяется на операциях сварки, сборки, погрузки и разгрузки, зачистки заусенцев на отливках и т.п. Манипулятор имеет пять степеней свободы и характеризуется компоновкой типа $R-P-P-P-R$, работает в ангулярной системе координат, в некотором роде напоминает руку человека. Наиболее просто в этом ПР осуществляется движение по окружности, а для задания прямолинейной траектории движения в пространстве необходимо обеспечивать согласование движений различных кинематических звеньев.

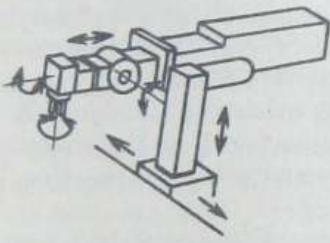
Промышленный робот W500 фирмы "Уикман автомейшн" (рис. 1.5, б) имеет три степени свободы ($R-S-S$) и используется в основном на сборочных операциях в автомобильной промышленности. Для реализации поступательных перемещений в манипуляторе ПР применены безлюфтовые шариковинтовые передачи, а для вращения колонны — волновой зубчатый редуктор.



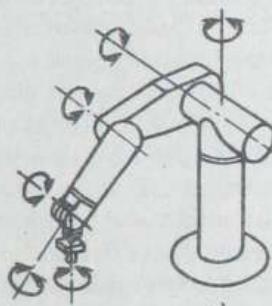
а)



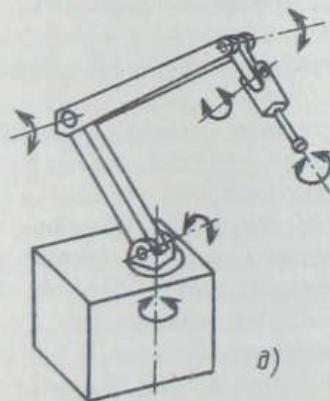
б)



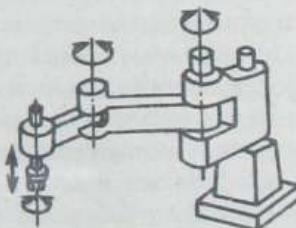
в)



г)



д)



е)

Рис. 1.5. Конструктивные компоновки ПР

Промышленный робот "Прагма А3000" (рис. 1.5, в) модульного типа имеет набор базовых узлов, из которых на рабочем месте создаются конфигурации, оптимально приспособленные к конкретным технологическим условиям производства. В этом случае сочетание кинематических пар, определяющее компоновку, может быть различным. Робот работает в прямоугольной системе координат. Его грузоподъемность 2,5 кг, скорость перемещения до 40 м/мин, точность 0,025 мм. Из ПР модульного типа легко создавать сборочные линии.

На рис. 1.5, г показан ПР совместного производства СССР и финской фирмы "Нокиа". Робот имеет только вращательные степени свободы ($R-P-P-R-P-R$) и предназначен для выполнения сборочных операций. Для привода используются высокомоментные двигатели постоянного тока, точность позиционирования 0,1 мм.

Робот болгарского производства типа RB211 (рис. 1.5, д) предназначен для окраски крупногабаритных деталей, например автомобилей. Максимальная грузоподъемность 15 кг, а максимальная скорость движения кисти 2 м/с. Робот имеет шесть степеней свободы ($R-P-P-P-P-R$). Программирование осуществляется методом обучения: оператор вручную проводит кистью по желаемой траектории, ПР запоминает эту траекторию и затем в автоматическом режиме многократно ее повторяет.

Оригинальную кинематическую схему имеет ПР "Скилам" SR-4 (Япония), показанный на рис. 1.5, е. Максимальная грузоподъемность его 5 кг, максимальная скорость перемещения схватка (при грузе 0,5 кг) 1,4 м/с, точность 0,03 мм.

Важной характеристикой ПР является рабочая зона, под которой понимают объем, ограниченный поверхностью, представляющей собой геометрическое место точек возможных конечных положений схватка. Иногда используют понятие сервисного пространства (зоны обслуживания) как части рабочей зоны, в любой точке которой схват может быть ориентирован заданным образом.

Для перемещения объекта манипулирования (схватка) в любую точку пространства необходимо иметь определенное число степеней подвижности. Перед проектировщиками ПР возникает вопрос, сколько степеней подвижности должен иметь проектируемый ПР. Исходные предпосылки здесь такие. Рука человека, механическим аналогом которой является ПР, имеет 27 степеней подвижности (с учетом фаланг пальцев). Сразу видно, что построение полного аналога руки человека — задача довольно сложная и к тому же вряд ли целесообразная. В простейшем случае достаточно всего шесть степеней подвижности, чтобы доставить схват в любую точку рабочего пространства с произвольной ориентацией. При работе в захламленном пространстве приходится добавлять несколько степеней свободы для создания маневренности. Под маневренностью понимают число степеней свободы при неподвижном схвате. Работа в захламленном пространстве чаще всего есть результат низкого уровня организации труда, и, прежде чем проектировать ПР со многими

степенями подвижности или выбирать его для создания робототехнического комплекса, надо постараться организовать технологический процесс таким образом, чтобы можно было обойтись ПР с минимальным числом степеней подвижности.

Для незамкнутой кинематической цепи число степеней подвижности W определяется с помощью формулы Сомова—Малышева:

$$W = 6n - 5P_5 - 4P_4 - 3P_3 - 2P_2 - P_1,$$

где n — число звеньев в манипуляторе; $P_5 - P_1$ — пары соответственно V—I классов.

Степени подвижности в манипуляционных системах принято условно делить на транспортирующие и ориентирующие. Задача транспортирующих степеней подвижности — доставить схват в заданную точку рабочего пространства, а ориентирующих — разместить деталь (схват) нужным образом в пространстве. Естественно, что как для транспортирующих, так и для ориентирующих движений манипулятора достаточно иметь по три степени подвижности.

Большое влияние на свойства и возможности ПР оказывает выбор компоновки транспортирующих координат. В настоящее время в робототехнике в качестве транспортирующих наиболее широко используются кинематические цепи, работающие в прямоугольной, цилиндрической и сферической системах координат.

Для компоновки S-S-S, представленной на рис. 1.6, *а*, целесообразна прямоугольная система координат *XYZ*, в которой положение схвата *C* определяется координатами x_c, y_c, z_c . Рабочая зона, показанная на рис. 1.6, *а* справа от компоновки, имеет вид параллелепипеда. Представителями ПР, работающих в прямоугольной системе координат, являются сварочный робот модели 110А, "Электрохенд" и "Уоркмейт ACT-1". Достоинством такой системы является независимость координат. Перемещения, скорости и ускорения по координатам можно задавать, рассматривая только одну координату вне зависимости от других. Наиболее просто в ней осуществляется программирование траектории движения, требуется наименьшее машинное время при управлении от ЭВМ. Недостатком такой кинематической цепи является громоздкость конструкции ПР, обслуживающего данный объем пространства. Такая система может быть рекомендована для ПР, выполняющих прецизионные операции: сборки, сварки по контуру и др.

В цилиндрической системе координат (рис. 1.6, *б*) положение точки задают: радиус (выдвижение руки) l — расстояние до оси вращения, поворот руки φ — угол поворота относительно оси, выбранной за начало отсчета, и подъем руки Z — высота точки. Рабочая зона в этом случае представляет собой цилиндр или в общем случае цилиндрический сегмент. Это наиболее распространенная в робототехнике система координат. Среди ПР, использующих цилиндрическую систему координат, мож-

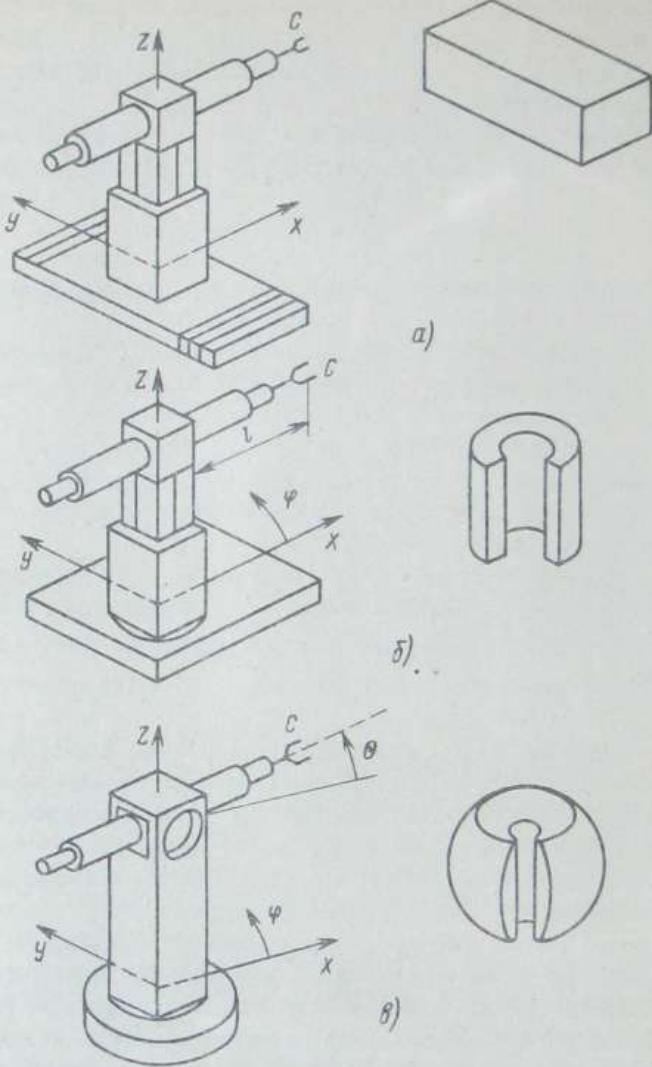


Рис. 1.6. Конструктивные компоновки и рабочие зоны ПР с различными системами координат

но назвать отечественные "Универсал-5" ПР-10, "РФ-1001С", а также зарубежные "Аида", "Версатран" и др. Переход от цилиндрической системы координат к прямоугольной, например, для программирования отрезков прямой в пространстве осуществляется по формулам приведения. Для точки, характеризующей положение хвата \$C\$, эти формулы записываются в виде $x_c = l \cos\varphi$; $y_c = l \sin\varphi$; $z_c = z$.

Выполнив дифференцирование по времени, получим формулы преобразования для скоростей:

$$v_{xc} = \dot{x}_c = v_l \cos\varphi - l \sin\varphi \omega = v_l \cos\varphi - v_t \sin\varphi;$$

$$V_{yc} = \dot{y}_c = v_l \sin\varphi + l \cos\varphi \omega = v_l \sin\varphi + v_t \cos\varphi;$$

$$V_{zc} = \dot{z}_c = v_z.$$

Аналогично могут быть получены формулы и для ускорений:

$$a_{xc} = a_l \cos\varphi - 2v_t \omega \sin\varphi - l \omega^2 \cos\varphi - \epsilon l \sin\varphi;$$

$$a_{yc} = a_l \sin\varphi + 2v_l \omega \cos\varphi - l \omega^2 \sin\varphi + \epsilon l \cos\varphi;$$

$$a_{zc} = a_z.$$

Здесь введены обозначения: $v_l = l$ — радиальная скорость; $v_t = l \omega$ — трансверсальная скорость; $\omega = \dot{\varphi}$ — угловая скорость; $a_l = \dot{v}_l$ — линейное ускорение; $\epsilon = \dot{\omega}$ — угловое ускорение, при этом радиальное ускорение $a = a_l - l \omega^2$; трансверсальное ускорение $a_t = l \epsilon + 2v_l \omega$.

Формулы для расчета траекторий движения получились относительно простыми, и к тому же структура кинематической цепи R-S-S при компактной конструкции ПР позволяет обслуживать довольно большой объем рабочей зоны. Этим и определяется широкое применение цилиндрической системы координат для транспортирующих степеней подвижности ПР, предназначенных главным образом для погрузочно-разгрузочных работ.

Сферическая система координат (рис. 1.6, в) выбрана в ПР "Юнимейт", Rip 6,3. Обобщенными координатами в сферической системе являются поворот руки φ , качание руки θ и выдвижение руки l . Рабочая зона представляет собой сферический сегмент, показанный на рис. 1.6, в справа от компоновки. Переход от сферической системы координат к прямоугольной может быть осуществлен по формулам

$$x_c = l \cos\theta \cos\varphi; \quad y_c = l \cos\theta \sin\varphi; \quad z_c = l \sin\theta.$$

Дифференцирование по времени позволяет получить формулы для вычисления скоростей и ускорений, необходимых для планирования и расчета заданной траектории движения. Из этих формул следует, что если траектория отличается от окружности, то вычисление ее представляет большие трудности и требует значительного машинного времени.

В то же время компоновка R-P-S обеспечивает большой объем обслуживаемого пространства при очень компактной конструкции. Такая компоновка транспортирующих координат наиболее целесообразна для ПР, предназначенных для окраски и операций, не требующих высокой точности отработки траектории.

В ориентирующих степенях подвижности используются вращательные пары. В самом простейшем случае – это одна ротация кисти. Для большинства технологических операций этого бывает достаточно. Формулы преобразования координат здесь такие же, как и для цилиндрической системы при $l = \text{const}$ и $z = \text{const}$.

В более сложных случаях находит применение сочетание ротации и изгиба кисти (структура $R\text{-}P$). Здесь можно воспользоваться формулами для сферической системы координат при постоянном радиусе.

Сочетание трех вращательных пар для ориентирующих степеней подвижности ПР широкого применения пока не получило.

Разделение всех степеней подвижности на транспортирующие и ориентирующие имеет большое методическое значение, так как позволяет с известным допущением исследовать динамику транспортирующих координат отдельно вне зависимости от ориентирующих. Современные математические методы позволяют составить уравнения, полностью описывающие поведение механической части ПР с учетом всех взаимосвязей, но в этом случае уравнения получаются настолько сложными для анализа, что "за лесом не видно деревьев". Поведение ориентирующих координат можно рассматривать при известном уже движении транспортирующих звеньев манипулятора, приняв движение последнего из них за переносное. В этом случае удастся выявить основное ядро процесса, на неучтенное взаимное влияние отнести к "шумам".

1.3. Кинематический анализ манипулятора робота

Целью кинематического анализа является определение положения, скорости и ускорения произвольной точки звена исполнительного механизма (чаще всего схваты) в различных системах координат. В механике различают прямую и обратную задачи. При решении прямой задачи определяется положение схвата относительно неподвижной системы координат при известном взаимном расположении звеньев. Обратная задача состоит в нахождении необходимого взаимного расположения звеньев при заданном положении схвата. Обратная задача чаще бывает труднее.

Для аналитического описания исполнительной системы промышленного робота (манипулятора) можно воспользоваться различными методами (методы Калицына, Кислицына и др.). В последнее время наиболее часто для решения подобных задач применяется метод, основанный на матричном преобразовании однородных координат. Как известно [3], для задания любой точки пространства достаточно определить три числа, например в прямоугольных координатах X , Y , Z . В однородных координатах точку задают с помощью четырех чисел: l_1 , l_2 , l_3 , l_4 , которые связаны с декартовыми координатами соотношениями $x = l_1/l_4$; $y = l_2/l_4$; $z = l_3/l_4$. Добавление четвертого числа l_4 связано с упрощением процедуры преобразования координат.

Рассмотрим манипулятор с последовательным соединением кинематических звеньев. С основанием манипулятора свяжем неподвижную систему координат $OXYZ$, с первым звеном — систему $OX_1Y_1Z_1$, со вторым — систему $OX_2Y_2Z_2$ и т.д. Поскольку преобразование координат носит линейный характер, то можно записать следующее матричное уравнение:

$$r = A_{10} r_1, \quad (1.1)$$

где r — матрица-столбец, элементами которой являются однородные координаты точки в неподвижной системе координат $OXYZ$:

$$r = \begin{vmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{vmatrix};$$

r_1 — матрица-столбец, элементами которой являются однородные координаты этой же точки в системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$; A_{10} — матрица преобразования координат от системы $OX_1Y_1Z_1$ к системе $OXYZ$:

$$A_{10} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & b_1 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & b_2 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & b_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

В последней матрице элементы a_{ij} характеризуют поворот осей, а элементы b_i — поступательное перемещение.

Запишем матрицы преобразования координат i -го звена к $(i-1)$ -му звену для наиболее характерных случаев:

вращения вокруг оси OX

$$A_{i,i-1}(q_i) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos q_i & \sin q_i & 0 \\ 0 & -\sin q_i & \cos q_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix};$$

вращения вокруг оси OY

$$A_{i,i-1}(q_i) = \begin{vmatrix} \cos q_i & 0 & -\sin q_i & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin q_i & 0 & \cos q_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix};$$

вращения вокруг оси OZ

$$A_{i,i-1}(q_i) = \begin{vmatrix} \cos q_i & \sin q_i & 0 & 0 \\ -\sin q_i & \cos q_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix};$$

поступательного перемещения вдоль оси OX

$$A_{i,i-1}(q_i) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & b_{xi} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix};$$

поступательного перемещения вдоль оси OY

$$A_{i,i-1}(q_i) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & b_{yi} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix};$$

поступательного перемещения вдоль оси OZ

$$A_{i,i-1}(q_i) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & b_{zi} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix},$$

где q_i — обобщенная координата i -й степени подвижности.

Пользуясь приведенными выше матрицами, зная координаты произвольной точки C в своей системе координат, связанной с i -м звеном, находим координаты этой точки в неподвижной системе координат:

$$r_C = \begin{vmatrix} x_C \\ y_C \\ z_C \\ 1 \end{vmatrix} = A_{10}(q_1) A_{21}(q_2) \dots A_{i,i-1}(q_i) \begin{vmatrix} x_{Ci} \\ y_{Ci} \\ z_{Ci} \\ 1 \end{vmatrix}.$$

Полученное уравнение позволяет определить и скорость произвольной точки C . Для этого достаточно его проинтегрировать по времени:

$$\mathbf{v}_C = \frac{d\mathbf{r}_C}{dt} = \begin{vmatrix} v_{x C} \\ v_{y C} \\ v_{z C} \\ 0 \end{vmatrix}.$$

В то же время

$$\mathbf{v}_C = \sum_{j=1}^i \mathbf{u}_{ij} \frac{dq_j}{dt}, \quad (1.2)$$

где $\mathbf{u}_{ij} = \partial \mathbf{r}_C / \partial q_j$.

Учитывая, что от q_j зависит только $A_{j,j-1}$, получаем

$$\mathbf{u}_{ij} = A_{10}(q_1) A_{21}(q_2) \dots \frac{\partial A_{j,j-1}}{\partial q_j} \dots A_{i,i-1}(q_i) x_{Ci}. \quad (1.3)$$

Продифференцировав по времени (1.2), получим выражение для ускорения

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_C &= \frac{d\mathbf{v}_C}{dt} = \sum_{j=1}^i \mathbf{u}_{ij} \frac{d^2 q_j}{dt^2} + \sum_{j=1}^i \frac{du_{ij}}{dt} \frac{dq_j}{dt} = \\ &= \sum_{j=1}^i \mathbf{u}_{ij} \frac{d^2 q_j}{dt^2} + \sum_{j=1}^i \left(\sum_{k=1}^i \frac{\partial u_{ij}}{\partial q_k} \frac{dq_k}{dt} \right) \frac{dq_j}{dt}, \end{aligned} \quad (1.4)$$

где

$$\frac{\partial u_{ij}}{\partial q_k} = A_{10}(q_1) \dots \frac{\partial A_{k,k-1}}{\partial q_k} \dots \frac{\partial A_{j,j-1}}{\partial q_j} \dots A_{i,i-1}(q_i) x_{Ci}.$$

Аналогично могут быть записаны и формулы для преобразования угловой скорости. Если известен вектор угловой скорости ω_i i -го звена в своей системе координат, то проекции этого вектора на неподвижные оси могут быть найдены из уравнения

$$\omega_i = A_{10}(q_1) \dots A_{i,i-1}(q_i) \omega_i^i. \quad (1.5)$$

Для нахождения абсолютных значений угловой скорости необходимо просуммировать относительные и переносные угловые скорости. Переносным движением для j -го звена будет являться движение $(j-1)$ -го звена. Таким образом,

$$\Omega_j = \sum_{i=1}^j \omega_i. \quad (1.6)$$

В тех случаях, когда необходимо знать проекции абсолютной угловой скорости j -го звена на собственные координатные оси, можно выполнить обратное координатное преобразование:

$$\Omega_j^j = [\mathbf{A}_{10}(q_1) \dots \mathbf{A}_{j,j-1}(q_j)]^{-1} \Omega_j. \quad (1.7)$$

Пользуясь известным правилом матричного исчисления

$$[\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2]^{-1} = \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{A}_1^{-1},$$

можно записать

$$\Omega_j^j = \mathbf{A}_{j,j-1}^{-1}(q_j) \dots \mathbf{A}_{10}^{-1}(q_1) \Omega_j. \quad (1.8)$$

В качестве примера выполним кинематический анализ ПР, кинематическая схема которого и принятые оси координат показаны на рис. 1.7. Промышленный робот работает в цилиндрической системе координат, имеет пять степеней подвижности, не считая движения схватов. В качестве обобщенных координат примем следующие: q_1 — поворот колонны; q_2 — подъем руки; q_3 — выдвижение руки; q_4 — ротация кисти и q_5 — изгиб кисти. Колонна представляет собой звено 1 в кинематической цепи ПР; механизм, обеспечивающий подъем руки, — звено 2; рука — звено 3; часть кисти, осуществляющая ротацию, — звено 4; часть кисти, осуществляющая движение изгиба, — звено 5. С каждым из этих звеньев совместим свою систему координат, тогда преобразование от первой системы координат к неподвижной можно осуществить с помощью уравнения

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}_{10} \mathbf{r}_1,$$

где \mathbf{A}_{10} — матрица поворота координат вокруг оси z :

$$\mathbf{A}_{10}(q_1) = \begin{vmatrix} \cos q_1 & \sin q_1 & 0 & 0 \\ -\sin q_1 & \cos q_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Преобразование от второй системы координат к первой осуществляется в соответствии с выражением

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{A}_{21} \mathbf{r}_2,$$

где

$$\mathbf{A}_{21}(q_2) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & q_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

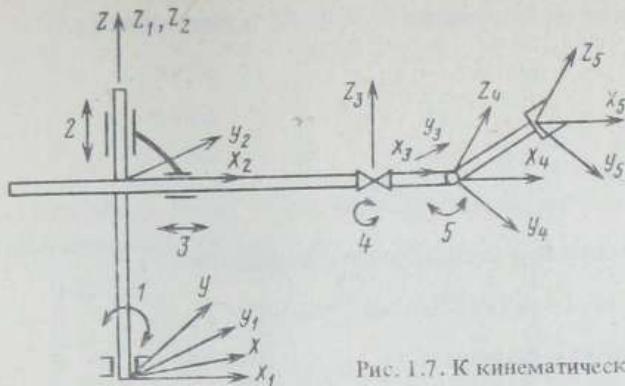


Рис. 1.7. К кинематическому анализу ПР

От третьей системы координат ко второй преобразование осуществляется как

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{A}_{32} \mathbf{r}_3,$$

где

$$\mathbf{A}_{32}(q_3) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & q_3 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Четвертая система координат преобразуется к третьей посредством выражения

$$\mathbf{r}_3 = \mathbf{A}_{43} \mathbf{r}_4,$$

где

$$\mathbf{A}_{43}(q_4) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos q_4 & \sin q_4 & 0 \\ 0 & -\sin q_4 & \cos q_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Соответственно пятая система координат преобразуется к четвертой с помощью выражения

$$\mathbf{r}_4 = \mathbf{A}_{54} \mathbf{r}_5,$$

где

$$\mathbf{A}_{54}(q_5) = \begin{vmatrix} \cos q_5 & 0 & -\sin q_5 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin q_5 & 0 & \cos q_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Центр схвата в системе координат $O_5X_5Y_5Z_5$ определяется как

$$\mathbf{r}_c = \begin{vmatrix} l_5 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix}.$$

Выполнив соответствующие подстановки в выражении

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}_{10}(q_1)\mathbf{A}_{21}(q_2)\mathbf{A}_{32}(q_3)\mathbf{A}_{43}(q_4)\mathbf{A}_{54}(q_5)\mathbf{r}_{c5},$$

получим кинематическую формулу

$$\left. \begin{aligned} x_c &= l_5(\cos q_1 \cos q_5 + \sin q_1 \sin q_4 \sin q_5) + q_3 \cos q_1; \\ y_c &= l_5(-\sin q_1 \cos q_5 + \cos q_1 \sin q_4 \sin q_5) - q_3 \sin q_1; \\ z_c &= l_5 \cos q_4 \sin q_5 + q_2. \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Продифференцировав по времени (1.9), получим функцию скорости перемещения охвата в неподвижной системе координат. Опуская промежуточные выкладки, запишем окончательное выражение для проекций скорости охвата на неподвижные оси

$$\left. \begin{aligned} v_{xc} &= \dot{q}_1 [l_5(-\sin q_1 \cos q_5 + \cos q_1 \sin q_4 \sin q_5) - \\ &- q_3 \sin q_1] + \dot{q}_3 \cos q_1 + \dot{q}_4 l_5 \sin q_1 \cos q_4 \sin q_5 + \\ &+ \dot{q}_5 l_5 (\sin q_1 \sin q_4 \cos q_5 - \cos q_1 \sin q_5); \\ v_{yc} &= \dot{q}_1 [l_5(-\cos q_1 \cos q_5 - \sin q_1 \sin q_4 \sin q_5) - \\ &- q_3 \cos q_1] - \dot{q}_3 \sin q_1 + \dot{q}_4 l_5 \cos q_1 \cos q_4 \sin q_5 + \\ &+ \dot{q}_5 l_5 (\sin q_1 \sin q_5 + \cos q_1 \sin q_4 \cos q_5); \\ v_{zc} &= \dot{q}_2 - \dot{q}_4 l_5 \sin q_4 \sin q_5 + \dot{q}_5 l_5 \cos q_4 \cos q_5, \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

где $\dot{q}_1 - \dot{q}_5$ — скорости изменения соответствующих координат.

Для получения ускорения ПР необходимо продифференцировать (1.10).

Проекции относительных угловых скоростей на неподвижные оси могут быть получены с помощью (1.5):

$$\omega_1 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ q_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \omega_2 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \omega_3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \omega_4 = \begin{vmatrix} \dot{q}_4 \cos q_1 \\ -\dot{q}_4 \sin q_1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$\omega_5 = \begin{vmatrix} \dot{q}_5 \sin q_1 \cos q_4 \\ \dot{q}_5 \cos q_1 \cos q_4 \\ -\dot{q}_5 \sin q_4 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Проекции абсолютных угловых скоростей на неподвижные оси с учетом (1.6) определяются как

$$\Omega_1 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \Omega_2 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \Omega_3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \Omega_4 = \begin{vmatrix} \dot{q}_4 \cos q_1 \\ -\dot{q}_4 \sin q_1 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$\Omega_5 = \begin{vmatrix} \dot{q}_4 \cos q_1 + \dot{q}_5 \sin q_1 \cos q_4 \\ -\dot{q}_4 \sin q_1 + \dot{q}_5 \cos q_1 \cos q_4 \\ \dot{q}_1 - \dot{q}_5 \sin q_4 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Проекции абсолютных угловых скоростей на оси, связанные с собственным звеном, находятся согласно выражениям

$$\Omega_1^1 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \Omega_2^2 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \Omega_3^3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \Omega_4^4 = \begin{vmatrix} \dot{q}_4 \\ -\dot{q}_1 \sin q_4 \\ \dot{q}_1 \cos q_4 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$\Omega_5^5 = \begin{vmatrix} \dot{q}_4 \cos q_5 + \dot{q}_1 \cos q_4 \sin q_5 \\ \dot{q}_5 - \dot{q}_1 \sin q_4 \\ \dot{q}_1 \cos q_5 - \cos q_4 - q_4 \sin q_5 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

1.4. Рабочие нагрузки в манипуляторе робота

Несмотря на большое разнообразие конструктивных схем ПР, можно выделить четыре типовых механизма, на базе которых и строятся известные ПР: поворота, передвижения, подъема, качания (ротации). Такое деление выполнено на основе общности возникающих нагрузок и требований к электроприводу этих механизмов.

К механизмам поворота относятся механизмы, осуществляющие поворот всего манипулятора или его большей части вокруг вертикальной оси. Это механизм поворота платформы у ПР типа "Универсал-5", пово-

рота колонны ПР типа "Версатран" и т.д. Вращение передается от двигателя через редуктор (чаще всего самотормозящийся) на шестерню, закрепленную на подвижной платформе. Основной нагрузкой таких механизмов является динамический момент. Статическим моментом можно пренебречь. При определении динамических нагрузок необходимо учитывать, что момент инерции механизма меняется, поэтому при расчете принимают его максимальное значение.

К механизмам передвижения относят механизм выдвижения руки манипулятора и передвижения всего манипулятора в горизонтальной плоскости. В механизмах выдвижения руки используются реевые или шариковинтовые передачи. Рука располагается на опорах качения или скольжения. Основными нагрузками здесь являются статическая, динамическая и центробежная. Статическая нагрузка обусловлена силами трения и может быть найдена по формуле

$$M_c = (G_p + G_{rp})f_k/(i_n \eta_n),$$

где G_p – вес руки (механизма); G_{rp} – вес груза; f_k – коэффициент трения качения (ориентировочно $f_k \approx 3 \cdot 10^{-4}$ м); η_n – КПД передачи; i_n – передаточное отношение редуктора.

Статическая нагрузка представляет собой реактивный момент, который изменяется в небольших пределах за счет переносимого груза. Динамический момент зависит от ускорений и массы переносимого груза и может быть определен по формуле

$$M_{\text{дин}} = \frac{(G_p + G_{rp}) \frac{dv}{dt}}{g \eta_n} \rho_{\text{пр}},$$

где dv/dt – ускорение руки; $g = 9,81$ м/с² – ускорение свободного падения; $\rho_{\text{пр}}$ – радиус приведения, равный отношению приращения пути, пройденного рукой, к углу поворота двигателя.

Центробежная нагрузка определяется выражением

$$M_u = \frac{(G_p + G_{rp}) \omega^2 R_u}{g \eta_n} \rho_{\text{пр}},$$

где ω – угловая скорость руки; R_u – расстояние от центра тяжести руки до оси вращения.

В механизмах подъема основной нагрузкой является активная! Естественно, что присутствуют и силы трения в передачах, обуславливающие реактивную нагрузку, но определяющей является сила тяжести. Отсюда стремление разгрузить привод за счет специальных устройств.

На практике нашли применение три способа разгрузки. Простейшим способом разгрузки является установка противовеса, как это выполнено в лифтовых двухконцевых лебедках. Недостатком такого способа

является значительное увеличение момента инерции механизма, а следовательно, и динамических нагрузок, что при ограниченной мощности двигателей приводит к снижению быстродействия. Широкое применение нашли пружинные уравновешиватели. Недостатками таких уравновешивателей являются низкая надежность пружин при напряженных циклах работы и неполная компенсация активной нагрузки, так как усилие пружины зависит от степени сжатия, изменяющегося в зависимости от положения. В последнее время для уравновешивания применяют пневмоцилиндры. Усилие, создаваемое ими, не зависит от положения. Они позволяют легко регулировать степень компенсации активной нагрузки за счет изменения давления в пневмосистеме. Если удастся полностью скомпенсировать статическую нагрузку, определяемую весом подвижной части манипулятора, то можно минимизировать мощность двигателя, так как от него при этом будет требоваться преодоление только динамических нагрузок. Это наиболее рациональный путь построения механизмов подъема ПР.

Механизм качения характеризуется наличием момента, зависящего от положения. Момент неуравновешенности определяется выражением

$$M = GR \sin \alpha,$$

где G – вес звена; R – расстояние от центра тяжести до оси вращения; α – угол наклона звена по отношению к вертикали.

Диапазон изменения нагрузок идентичен механизму подъема.

1.5. Динамический анализ манипулятора робота

Суть динамического анализа заключается в определении движения манипуляционной системы под действием приложенных сил и моментов и имеет большое значение для ПР. Движение ПР всегда осуществляется с какой-нибудь целью, например привести схват в заданную точку рабочего пространства, вставить вал в отверстие или отработать заданную траекторию в пространстве и т.д. Управление же движением осуществляется с помощью задания определенных моментов исполнительных двигателей. Здесь также можно выделить две задачи: прямую и обратную. Прямая задача динамики позволяет найти движение манипуляционной системы при известном управляющем воздействии. Такая задача возникает при исследовании качества движения ПР. Решение обратной задачи динамики необходимо при определении потребных значений моментов и усилий в сочленениях ПР при заданном движении. В электроприводе эта задача возникает при построении нагрузочных диаграмм и, следовательно, выборе электродвигателей по мощности. Большинство алгоритмов управления движением ПР строится именно на решении обратной задачи динамики.

Известны различные методы получения уравнений динамики ПР. В [2] для этой цели использован принцип Гаусса наименьшего принужде-

ния, есть методы, основанные на уравнении Аппеля [4]. Наиболее часто для описания динамики манипуляционных систем применяются уравнения Лагранжа второго рода в обобщенных координатах

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial q_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q_i ,$$

где L — функция Лагранжа, определяемая как разность кинетической W_k и потенциальной W_p энергий системы; $L = W_k - W_p$; q_i — i -я обобщенная координата; Q_i — обобщенная сила, определяемая суммой всех элементарных сил, действующих на возможном перемещении.

В качестве обобщенных координат q_i удобно принимать выходные координаты электродвигателей с учетом передаточных отношений редукторов соответствующих степеней подвижности манипуляционной системы. Для вращательных движений q_i может представлять угол взаимного поворота смежных степеней подвижности. Обобщенная сила Q_i в этом случае имеет размерность момента. При применении линейных или плоских двигателей q_i будет иметь размерность длины, а обобщенная сила Q_i — размерность силы.

Наиболее сложной процедурой при выводе уравнений динамики манипуляционной системы является нахождение кинетической энергии системы W_k как функции обобщенных координат. Кинетическая энергия системы равна сумме кинетических энергий ее элементов, т.е. $W_k =$

$= \sum_{i=1}^n W_{ki}$. Если представить, что каждый элемент системы совершает

сложное пространственное движение, то кинетическая энергия такого элемента будет равна сумме кинетических энергий поступательного движения центра масс этого элемента и вращения тела вокруг центра масс:

$$W_{ki} = m_i v_i^2/2 + J_i \Omega_i^2/2,$$

где m_i — масса i -го элемента; v_i — скорость поступательного движения центра масс i -го элемента; Ω_i — скорость вращательного движения элемента вокруг оси, проходящей через его центр масс; J_i — момент инерции элемента относительно оси вращения.

Значение v_i^2 можно найти как сумму квадратов проекций скорости центра масс i -го элемента на неподвижные в пространстве оси X, Y, Z :

$$v_i^2 = v_{Xi}^2 + v_{Yi}^2 + v_{Zi}^2 .$$

Аналогично может быть найдено и значение Ω_i^2 . Однако здесь важно отметить, что в формулу для определения кинетической энергии входит абсолютная угловая скорость, вычисленная относительно системы координат, связанной с центром масс i -го элемента. В этом случае необходимо воспользоваться соотношением (1.8) либо просуммировать относи-

тельные угловые скорости, осуществив их приведение к i -му элементу:

$$\Omega_i^i = \sum_{k=1}^i A_{ki} \omega_k.$$

Моменты инерции определяют по известным массогабаритным показателям i -го элемента:

$$J_i = \int \rho^2 dm,$$

где dm – масса элементарной частицы элемента; ρ – расстояние этой частицы до оси вращения.

Большинство звеньев, применяемых в роботостроении, представляют собой тела простой формы, для которых в справочниках приводятся формулы, позволяющие вычислить моменты инерции относительно главных осей или тензор инерции. Тензор инерции произвольного тела может быть записан в виде

$$J_i = \begin{vmatrix} J_{i,x} & -J_{i,x,y} & -J_{i,x,z} \\ -J_{i,x,y} & J_{i,y} & -J_{i,y,z} \\ -J_{i,x,z} & -J_{i,y,z} & J_{i,z} \end{vmatrix}.$$

Как известно из курса аналитической механики [4], компоненты тензора инерции могут быть определены по формулам:

моменты инерции относительно осей координат

$$J_{i,x} = \int (y^2 + z^2) dm;$$

$$J_{i,y} = \int (x^2 + z^2) dm; \quad J_{i,z} = \int (x^2 + y^2) dm;$$

центробежные моменты инерции относительно тех же осей

$$J_{i,x,y} = \int xy dm; \quad J_{i,x,z} = \int xz dm; \quad J_{i,y,z} = \int yz dm.$$

В манипуляционных системах вращение i -го элемента может осуществляться относительно произвольной оси, в частности, не совпадающей ни с одной из осей координат. В этом случае возникает необходимость определения момента инерции относительно этой оси. Момент инерции тела относительно оси i , составляющей с осями координат X, Y, Z углы соответственно α, β и γ , может быть вычислен по формуле

$$J_i = J_x \cos^2 \alpha + J_y \cos^2 \beta + J_z \cos^2 \gamma - 2J_{yz} \cos \beta \cos \gamma - 2J_{zx} \cos \gamma \cos \alpha - 2J_{xy} \cos \alpha \cos \beta.$$

Если ось вращения проходит параллельно одной из координатных осей, то согласно теореме Гюйгенса–Штейнера момент инерции относительно какой-либо оси i равен моменту инерции относительно параллельной оси, проходящей через центр масс i' , плюс произведение массы

тела m на квадрат расстояния между этими осями d :

$$J_l = J_{l'} + md^2.$$

Подставив в выражение для кинетической энергии значения массы, линейной скорости, момента инерции и угловой скорости, получим функцию обобщенных координат.

Потенциальную энергию системы W_p в уравнениях Лагранжа можно получить двумя способами. Первый состоит в непосредственной записи выражения потенциальной энергии через обобщенные координаты $W_p = f(q_1, \dots, q_n)$ и подстановке его в функцию Лагранжа. Второй путь предполагает сведение потенциальной энергии к действию активной потенциальной силы (силы тяжести, силы сжатой пружины и т.д.), определить которую можно так же, как и обобщенную силу. Этот путь обычно проще.

Обобщенные силы, входящие в уравнения Лагранжа, можно определить исходя из их определения. Для этого зададим манипуляционной системе перемещения по всем степеням подвижности $\delta q_1, \dots, \delta q_n$ и вычислим перемещение точки приложения реальной силы. Работа, совершенная конкретной силой, будет определяться как

$$\partial A = F \partial r = F \sum_{i=1}^n \frac{\partial r}{\partial q_i} \delta q_i = \sum_{i=1}^n F \frac{\partial r}{\partial q_i} \delta q_i.$$

Из этого выражения следует, что обобщенная сила Q_i представляет собой коэффициент перед δq_i , т. е.

$$Q_i = F \frac{\partial r}{\partial q_i} = F_x \frac{\partial x}{\partial q_i} + F_y \frac{\partial y}{\partial q_i} + F_z \frac{\partial z}{\partial q_i}.$$

Производные $\partial x / \partial q_i$, $\partial y / \partial q_i$, $\partial z / \partial q_i$ определяются выражениями (1.2).

После выполнения последовательно всех необходимых преобразований в соответствии с уравнениями Лагранжа уравнение движения манипуляционной системы в общем виде может быть представлено как

$$H(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} = Q,$$

где $H(q)$ – матрица моментов инерции размерности $(n \times n)$; $C(q, \dot{q})$ – матрица, отражающая влияние центробежных и кoriолисовых сил, размерности $n \times n$; q – матрица обобщенных координат размерности $n \times 1$; Q – матрица обобщенных сил размерности $n \times 1$.

1.6. Манипулятор робота как объект управления

Описанная выше процедура составления уравнений динамики манипуляционных систем позволяет получить математическое описание сложных многостепенных манипуляторов. Однако иметь такое точное описание не всегда целесообразно. Это объясняется тем, что, во-первых, на практике чаще всего параметры бывают известны с ограниченной точностью, во-вторых, получаемое "точное" описание довольно громоздко и малопригодно для практической работы и, в-третьих, реальные конструкции манипуляторов содержат большое количество зазоров, упругостей, звеньев с распределенными параметрами, учет которых затруднен, но в то же время они оказывают существенно большее влияние на динамику ПР, чем взаимовлияние степеней подвижности. Анализ динамики механической части ПР целесообразно выполнять, проводя сначала разделение всех факторов на главные и второстепенные, иначе говоря, выделяя основное ядро процесса. В нашем анализе сделаем основное допущение, заключающееся в том, что транспортирующие степени подвижности можно рассматривать независимо от ориентирующих. При анализе кинематических сил ПР было выделено три наиболее употребительные схемы для создания транспортирующих степеней подвижности: схемы, работающие в прямоугольной, цилиндрической и сферической системах координат. Рассмотрим их аналитическое и структурное представление как объекта воздействия электроприводов.

Составим уравнения движения механической части ПР, кинематическая схема которого представлена на рис. 1.6, а. Обозначим массу механизма подъема вместе с грузом m_1 , массу механизма поперечного перемещения m_2 и массу механизма продольного перемещения m_3 . Кинетическая энергия всей манипуляционной системы

$$W_K = \frac{m_1 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2)}{2} + \frac{m_2 (\dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2)}{2} + \frac{m_3 \dot{q}_3^2}{2} + \\ + \frac{m'_1 (\dot{q}'_1)^2}{2} + \frac{m'_2 (\dot{q}'_2)^2}{2} + \frac{m'_3 (\dot{q}'_3)^2}{2},$$

а потенциальная энергия

$$W_u = \frac{c_1 (q'_1 - q_1)^2}{2} + \frac{c_2 (q'_2 - q_2)^2}{2} + \\ + \frac{c_3 (q'_3 - q_3)^2}{2} + m_1 g q_1,$$

где $c_1 - c_3$ — упругость передач соответственно координат подъема, поперечного и продольного перемещений; $q'_1 - q'_3$ — обобщенные координаты выходных валов двигателей; $q_1 - q_3$ — обобщенные координаты

исполнительной системы; g — ускорение свободного падения; $m'_1 - m'_3$ — массы (моменты инерции) двигателей.

Выполнив необходимые преобразования в соответствии с оператором Лагранжа, получим уравнения движения

$$\left. \begin{aligned} m'_1 \ddot{q}'_1 &= Q_1 - c_1 (q'_1 - q_1); \\ m'_2 \ddot{q}'_2 &= Q_2 - c_2 (q'_2 - q_2); \\ m'_3 \ddot{q}'_3 &= Q_3 - c_3 (q'_3 - q_3); \\ m_1 \ddot{q}_1 &= c_1 (q'_1 - q_1) - m_1 g; \\ (m_1 + m_2) \ddot{q}_2 &= c_2 (q'_2 - q_2); \\ (m_1 + m_2 + m_3) \ddot{q}_3 &= c_3 (q'_3 - q_3). \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

Составленные по уравнениям (1.11) структурные схемы механической части ПР, работающего в прямоугольной системе координат, приведены на рис. 1.8. Анализ их показывает, что между степенями подвижности отсутствует динамическое взаимовлияние, поэтому движение по каждой координате можно рассматривать независимо. Однако надо учитывать, что каждая последующая степень подвижности увеличивает инерционные нагрузки предыдущих. Входными воздействиями являются электромагнитные обобщенные силы (моменты) двигателей $Q_1 - Q_3$, а выходными — обобщенные координаты исполнительной системы q_i .

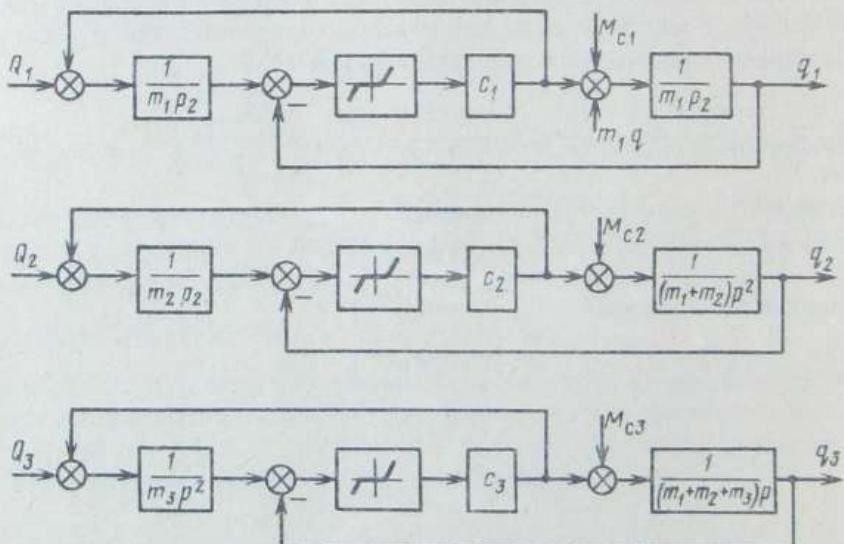


Рис. 1.8. Структурные схемы манипулятора

Получим аналитическое представление механической части ПР, работающего в цилиндрической системе координат, кинематическая схема которого представлена на рис. 1.6, б.

Выразим кинетическую энергию этой системы через обобщенные координаты. Первое звено совершает вращательное движение, его кинетическая энергия равна:

$$W_{k1} = J_1 \frac{\dot{q}_1^2}{2}.$$

Второе звено осуществляет подъем и опускание руки, его кинетическая энергия может быть выражена как

$$W_{k2} = m_2 \dot{q}_2^2 / 2 + J_2 \dot{q}_1^2 / 2.$$

Третье звено осуществляет выдвижение руки. Для определения его кинетической энергии необходимо знать скорость перемещения центра масс v_3 и угловую скорость звена. Координаты центра масс этого звена в своей системе координат могут быть записаны в виде матрицы

$$\mathbf{r}_3^3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix}.$$

Воспользовавшись соотношениями (1.1) и (1.2), определим координату \mathbf{r}_3 и скорость центра масс:

$$\mathbf{r}_3 = \begin{vmatrix} \cos q_1 & \sin q_1 & 0 & 0 \\ -\sin q_1 & \cos q_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & r_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \times$$

$$\times \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & r_x \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} r_x & \cos q_1 \\ -r_x & \sin q_1 \\ r_z & \\ 1 & \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{v}_3 = \begin{vmatrix} v_x \cos q_1 - r_x \sin q_1 q_1 \\ -v_x \sin q_1 - r_x \cos q_1 q_1 \\ v_z \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Здесь введены обозначения $v_x = \dot{r}_x$, $v_z = \dot{r}_z$.

Квадрат скорости перемещения центра масс

$$\nu_3^2 = \nu_x^2 + r_x^2 \dot{q}_1^2 + \nu_2^2.$$

Поскольку вращательное звено здесь одно, то абсолютная угловая скорость будет равна относительной скорости первого звена, т.е. $\Omega_3 = \dot{q}_1$.

Отсюда кинетическая энергия третьего звена

$$W_{k3} = \frac{m_3 (\nu_x^2 + r_x^2 \dot{q}_1^2 + \nu_2^2)}{2} + \frac{J_3 \dot{q}_1^2}{2}.$$

Если третье звено можно представить в виде балки длиной l , то момент инерции относительно ее центра находится по формуле

$$J_3 = m_3 l^2 / 2.$$

Потенциальная энергия манипуляционной системы при пренебрежении упругостями передач (упругие связи можно учесть аналогично тому, как это было сделано при рассмотрении манипуляционной системы, работающей в прямоугольной системе координат)

$$W_p = (m_2 + m_3) g r_z.$$

Подставив выражения потенциальной и кинетической энергии в уравнения Лагранжа, получим уравнения динамики манипуляционной системы

$$\left. \begin{aligned} (J_{q_1} + J_1 + J_2 + J_3 + m_3 r_x^2) \ddot{q}_1 &= Q_1 - 2m_3 r_x \dot{q}_1 \nu_x; \\ (m q_2 + m_2 + m_3) \ddot{r}_z &= Q_2 - (m_2 + m_3) g; \\ (m_{q_3} + m_3) \ddot{r}_x - \dot{q}_1^2 m_3 r_x &= Q_3. \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

Здесь J_{q_1} , m_{q_2} и m_{q_3} учитывают влияние инерционных нагрузок роторов двигателей. По полученным уравнениям составлена структурная схема механической части ПР, работающего в цилиндрической системе координат (рис. 1.9). Ее анализ позволяет оценить взаимовлияние степеней подвижности многосвязанного электропривода ПР. Появление кориолисовой силы изменяет эффективный момент, прикладываемый двигателем к координате поворота, что приводит к изменению ускорения этой координаты. Дополнительный момент, необходимый для компенсации действия кориолисовой силы, зависит от многих изменяющихся в процессе работы параметров: r_x , \dot{q}_1 , ν_x .

Координата подъема может рассматриваться независимо от других степеней подвижности.

При выдвижении руки (увеличение r_x) потребный момент двигателя третьей координаты уменьшается за счет появления при совмещенном с поворотом движении центробежной силы, и, наоборот, при уменьшении r_x момент возрастает за счет действия той же силы.

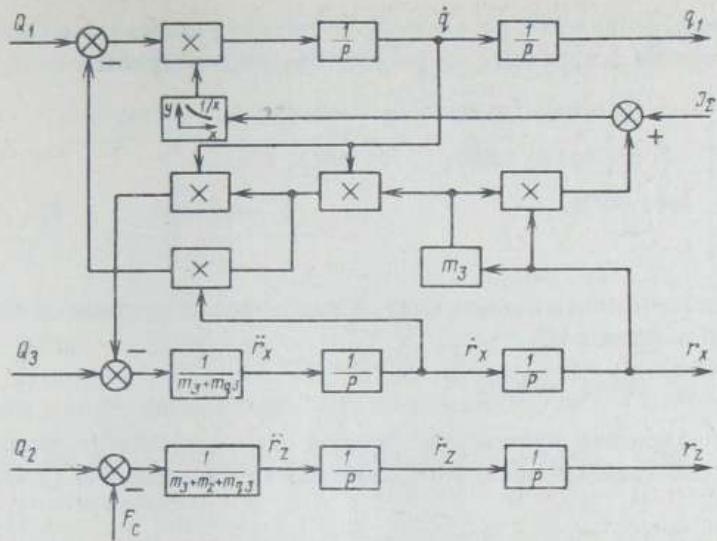


Рис. 1.9. Структурная схема ПР, работающего в цилиндрической системе координат

Такое сильное взаимовлияние координат обуславливает необходимость совместного рассмотрения уравнений динамики всех степеней подвижности.

Кинематическая схема транспортирующих координат ПР, работающего в сферических координатах, приведена на рис. 1.7. Для составления уравнений движения воспользуемся тем же методом.

Кинетическая энергия первого звена, совершающего вращение вокруг оси \$Z\$,

$$W_{k1} = J_{1z} \dot{q}_1^2 / 2,$$

где \$J_{1z}\$ — момент инерции звена относительно оси \$Z\$.

Для определения кинетической энергии звена найдем скорость перемещения центра масс. Положим, что центр масс второго звена расположен на расстоянии \$l\$ от оси вращения, тогда с учетом принятых осей вращения первого и второго звеньев (\$Z\$ — для первого и \$Y\$ — для второго)

$$r_2 = A_{10} A_{21} r_2^2 =$$

$$= \begin{vmatrix} \cos q_1 & \sin q_1 & 0 & 0 \\ -\sin q_1 & \cos q_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos q_2 & 0 & -\sin q_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin q_2 & 0 & \cos q_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} l \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix}$$

Продифференцировав по времени последнее уравнение, получим проекции скорости центра масс второго звена в виде матрицы

$$\mathbf{v}_2 = \begin{vmatrix} -l_2(\dot{q}_1 \sin q_1 \cos q_2 + \dot{q}_2 \sin q_2 \cos q_1) \\ -l_2(\dot{q}_1 \cos q_1 \cos q_2 - \dot{q}_2 \sin q_1 \sin q_2) \\ l_2 \dot{q}_2 \cos q_2 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Квадрат скорости перемещения центра масс определим как сумму квадратов ее проекций:

$$v_2^2 = l_2^2 (\dot{q}_1^2 \cos q_2^2 + \dot{q}_2^2).$$

Для определения абсолютной угловой скорости второго звена, измененной в собственных осях, воспользуемся соотношениями (1.4), (1.5), (1.7):

$$\Omega_2 = \omega_1 + A_{10}\omega_2,$$

или

$$\Omega_2 = \begin{vmatrix} \sin q_1 \dot{q}_2 \\ \cos q_1 \dot{q}_2 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix},$$

где

$$\omega_1 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}, \quad \omega_2 = \begin{vmatrix} 0 \\ \dot{q}_2 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix},$$

тогда $\Omega_2^2 = A_{21}^{-1}A_{10}^{-1}\Omega_2 =$

$$\begin{aligned} &= \begin{vmatrix} \cos q_2 & 0 & \sin q_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin q_2 & 0 & \cos q_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos q_1 & -\sin q_1 & 0 & 0 \\ \sin q_1 & \cos q_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \sin q_1 \cdot \dot{q}_2 \\ \cos q_1 \cdot \dot{q}_2 \\ \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix} = \\ &= \begin{vmatrix} \sin q_2 & \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \cos q_2 & \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

Зная моменты инерции осей X_2 , Y_2 и Z_2 и массу второго звена, определяем кинетическую энергию:

$$W_{K2} = \frac{m_2 l_2^2 (\dot{q}_1^2 \cos q_2 + \dot{q}_2^2)}{2} + \frac{J_{2x} \dot{q}_1^2 \sin^2 q_2}{2} + \\ + \frac{J_{2y} \dot{q}_2^2}{2} + \frac{J_{2z} q_1^2 \cos^2 q_2}{2}$$

Аналогичным методом определим кинетическую энергию третьего звена. Начало координат третьего звена совместим с центром масс этого звена. Матричное уравнение, связывающее положение центра масс третьего звена с неподвижной системой координат, записывается в виде

$$\begin{aligned} r_3 &= \begin{vmatrix} \cos q_1 & \sin q_1 & 0 & 0 \\ -\sin q_1 & \cos q_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos q_2 & 0 & -\sin q_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin q_2 & 0 & \cos q_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \times \\ &\quad \times \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & r_{x3} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix} \end{aligned}$$

Скорость перемещения центра масс третьего звена найдем дифференцированием последнего уравнения:

$$v_3 = \begin{vmatrix} -r_{x3} (\sin q_2 \cos q_1 \dot{q}_2 + \cos q_2 \sin q_1 \dot{q}_1) + v_{x3} \cos q_2 \cos q_1 \\ -r_{x3} (\cos q_1 \cos q_2 \dot{q}_1 - \sin q_1 \sin q_2 \dot{q}_2) + v_{x3} \cos q_2 \sin q_1 \\ r_{x3} \cos q_2 \dot{q}_1 + v_{x3} \sin q_2 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Квадрат скорости перемещения равен:

$$v_3^2 = r_{x3}^2 (\dot{q}_1^2 \cos q_2 + \dot{q}_2^2) + v_{x3}^2$$

Абсолютная угловая скорость третьего звена будет аналогична второму звену, т.е.

$$\Omega_3^3 = \begin{vmatrix} \sin q_2 \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \cos q_2 \dot{q}_1 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Кинетическая энергия третьего звена исполнительной системы выражается через обобщенные координаты:

$$W_{K3} = \frac{m_3 r_{3x}^2 (\dot{q}_1^2 \cos^2 q_2 + \dot{q}_2^2) + m_3 v_{3x}^2}{2} + \\ + \frac{J_{3x} q_1^2 \sin^2 q_2}{2} + \frac{J_{3y} \dot{q}_2^2}{2} + \frac{J_{3z} \dot{q}_1^2 \cos q_2}{2}.$$

Кинетическая энергия движущихся частей двигателей может быть записана в виде

$$W_{K.D.} = \frac{J_{1D} \dot{q}_1^2}{2} + \frac{J_{2D} \dot{q}_2^2}{2} + \frac{m_{3D} v_{3x}^2}{2},$$

где J_{1D} , J_{2D} , m_{3D} — приведенные к валам исполнительной системы инерционности двигателей.

Потенциальная энергия манипуляционной системы определится выражением

$$W_p = (m_2 g l_2 + m_3 g r_{3x}) \sin q_2.$$

Подставив в оператор Лагранжа выражения кинетической и потенциальной энергии, получим уравнения движения манипуляционной системы:

$$\left. \begin{aligned} & \ddot{q}_1 (J_{1z} + m_2 l_2^2 \cos^2 q_2 + J_{2x} \sin^2 q_2 + J_{2z} \cos^2 q_2 + \\ & + m_3 r_{3x}^2 \cos^2 q_2 + J_{3x} \sin^2 q_2 + J_{3z} \cos q_2 + J_{1D}) + \\ & + \dot{q}_1 \dot{q}_2 (-m_2 l_2^2 + J_{2x} - J_{2z} - m_3 r_{3x}^2 + \\ & + J_{3x} - J_{3z}) \sin 2q_2 + 2m_3 r_{3x} \dot{q}_1 v_{3x} \cos^2 q_2 = Q_1; \\ & \ddot{q}_2 (m_2 l_2^2 + J_{2y} + m_3 r_{3x}^2 + J_{3y} + J_{q2}) + \\ & + 2m_3 r_{3x} \dot{q}_2 v_{3x} - \dot{q}_1^2 (-m_2 l_2^2 + J_{2x} - J_{2z} - \\ & - m_3 r_{3x}^2 + J_{3x} - J_{3z} \sin 2q_2 + (m_2 q l_2 + \\ & + m_3 q r_{3x}) \cos q_2 = Q_2; \quad \ddot{r}_{3x} (m_3 + m_3 q) - \\ & - 2m_3 r_{3x} (q_1^2 \cos q_2 + \dot{q}_2^2) + m_3 q \sin q_2 = Q_3. \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

1.7. Требования к электроприводам промышленных роботов

Требования, предъявляемые к электроприводам ПР, могут быть сформулированы на основе анализа технологических операций, выполняемых ПР, и механики.

Назначение ПР – заменить человека на вредных, монотонных и тяжелых операциях, отсюда и главное требование: основные характеристики должны соответствовать аналогичным характеристикам руки человека. В МВТУ им. Баумана было проведено исследование предельных возможностей руки человека [5]. Отсчет степени осуществлялся от плеча. Полученные результаты приведены в табл. 1.2.

Эти данные могут быть приняты за основу как при проектировании новых ПР, так и при сравнении уже разработанных ПР.

Интересно отметить, что рука человека осуществляет регулирование скорости с постоянной мощностью. Чем с более тяжелым грузом она манипулирует, тем ниже скорость выполнения операции.

Динамические свойства руки человека как объекта управления определяются передаточной функцией

$$W_o(p) = 1/(Tp + 1)^3.$$

Постоянная времени T зависит от многих факторов – состояния человека, его характера – и составляет доли секунд, но для нас важно, что человек выполняет перемещения без перерегулирования.

Одно из основных требований, предъявляемых к электроприводу ПР, – обеспечить апериодические переходные процессы отработки перемещений во всем рабочем диапазоне варьирования параметров. Наличие колебаний скорости, перерегулирования при позиционировании создают опасности для переносимого груза и окружающих ПР предметов, а также ухудшают эстетическое восприятие работы ПР.

Повышение производительности труда ПР возможно лишь за счет интенсификации динамических процессов, так как ПР работают в основном только в переходных режимах, а установившиеся режимы работы практически отсутствуют. Отсюда высокие требования к массогабаритным показателям двигателей, которые размещаются на звеньях манипулятора.

Таблица 1.2

Степень подвижности	Максимальное угловое перемещение, рад	Максимальная скорость, 1/с	Максимальное ускорение, 1/с ²	Мощность, Вт
1	1,5	7	70	200
2	1,5	10	120	200
3	—	—	—	200
4	3	17	300	120
5	2	15	200	120
6	3	20	500	50
7	1,5	15	450	40
8	1,5	15	350	40

Примечание. Для третьей степени подвижности перемещение составляет 0,15 м, максимальная скорость 1,6 м/с.

ляционной системы и создают дополнительные динамические нагрузки для приводов предыдущих координат.

Из анализа динамических моделей механической части следуют два основных требования к приводу ПР. Во-первых, система привода должна устойчиво работать в условиях переменного момента инерции и переменного момента нагрузки и по-возможности обладать инвариантными свойствами к варьируемым параметрам. Во-вторых, наличие длинных механических передач, а также стремление снизить массу кинематических звеньев манипулятора приводят к существенному влиянию упругостей на динамику манипуляционной системы. Необходимо, чтобы привод обеспечивал демпфирование динамических нагрузок.

Экономические требования включают в себя надежность работы и экономичность привода. Желательно, чтобы привод был взрывобезопасным, не содержал масел, не имел искрящих контактов. Показателем экономичности привода является потребление энергии за цикл работы, разумеется, что оно зависит от типа привода и алгоритма управления.

К технологическим требованиям относится обеспечение заданных параметров движения, а именно: точности отработки траектории или позиционирования, плавного регулирования скорости в широком диапазоне, возможности длительного нахождения схватка в заданной точке рабочей зоны даже при исчезновении питания и другие в соответствии с функциональным назначением ПР. Поскольку ПР являются машинами повышенной опасности, то особое значение приобретает безопасность обслуживающего персонала при аварийных режимах: привод должен иметь специальные блокировки, запрещающие работу при возникновении аварии и сбоях программы. Система управления должна обеспечивать три режима работы: обучение, в котором производится запись программы ручной или наладочный и автоматический. Этим требованиям в различной степени удовлетворяют электропривод, гидропривод и пневмопривод.

Исторически сложилось так, что первые ПР выпускались больше с гидроприводами. Это объясняется тем, что, во-первых, у гидропривода лучшие массогабаритные показатели при тех же мощностях, чем у электропривода, и, во-вторых, первые разработчики ПР имели большой опыт применения гидропривода в металорежущих станках и, естественно, применили отработанные варианты. Технологические требования к ПР первого поколения были невысокими, в основном это были ПР с цикловой системой управления, работающие по упорам.

У пневмопривода сжимаемость воздуха не позволяет обеспечивать высокое качество траектории движения в интенсивных режимах работы, поэтому до сих пор единственное применение пневмопривод находит в ПР малой грузоподъемности, работающих по упорам.

Повышение требований к ПР следующих поколений привело к применению электропривода, в настоящее время около 50% ПР выпускается с электроприводом. Это объясняется преимуществами электропривода,

которые в первую очередь определяются удобством распределения электрической энергии. Уменьшение ступеней преобразования энергии (отсутствие гидро- и пневмостанций) повышает общий КПД робота. К дополнительным преимуществам электропривода можно отнести низкий уровень шума, меньшее число обслуживающего персонала при эксплуатации, отсутствие масла, мгновенная готовность к работе (не требуется предварительный прогрев), практическая независимость основных характеристик от температуры (вязкость масла в сильной степени зависит от температуры). Современный уровень развития микроэлектроники позволяет провести микроминиатюризацию систем управления электроприводами, что позволит в ближайшем будущем создать компактные модули систем управления. Аналогичные работы ведутся и по созданию компактного электромеханического модуля, содержащего электродвигатель, волновой редуктор и датчики обратной связи. Внедрение этих разработок позволит существенно снизить массогабаритные показатели электропривода в целом.

В настоящее время создаются электроприводы с высокими динамическими показателями, имеющие диапазон регулирования скорости до 100 000 : 1, полосу пропускания до 100 Гц и перегрузочную способность до 10.

Все указанные выше преимущества электропривода, а также возможность непосредственного управления от ЭВМ без промежуточных преобразований информации обуславливают перспективность для ПР электропривода перед другими системами привода. Гидропривод может применяться для ПР, которые предназначены для совместной работы с технологическим оборудованием, оснащенным развитой гидросистемой. Применение гидропривода в этих условиях целесообразно по соображениям унификации оборудования.

Глава вторая

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРОМЫШЛЕННЫХ РОБОТОВ С ДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1. Двигатели постоянного тока для промышленных роботов

В настоящее время в электроприводе ПР наибольшее применение нашли двигатели постоянного тока. Это обусловлено удобством и простотой регулирования скорости и момента. Для подобных целей они используются уже давно (например, в станках с ЧПУ), поэтому основные узлы схем управления достаточно хорошо отработаны, имеются типовые решения; обслуживающий персонал на предприятиях подготовлен к эксплуатации таких приводов.

Как показано выше, динамические требования к двигателям, применяемым в электроприводе ПР, близки к требованиям для приводов

подач станков. Особенностью ПР является то, что электрические машины часто размещаются непосредственно в сочленениях, при этом каждый последующий двигатель нагружается дополнительной массой предыдущего двигателя. Отсюда более жесткие требования к массе двигателя.

Приводы ПР, как правило, работают в интенсивных динамических режимах, поэтому для повышения быстродействия желательно иметь максимально возможное ускорение в переходных процессах:

$$\epsilon_{max} = M_{\text{доп}} / (J_d + J'_{\text{мех}}),$$

где $M_{\text{доп}}$ — максимально допустимый момент двигателя; J_d — момент инерции двигателя; $J'_{\text{мех}}$ — приведенный момент инерции механизма.

Повысить ускорение при тех же габаритах можно, либо увеличив перегрузочную способность двигателя, т.е. допустимый момент двигателя, либо снизив момент инерции двигателя.

В электроприводах ПР находят применение как двигатели общего назначения, так и специальные: высокомоментные (с повышенной перегрузочной способностью) и малоинерционные (с минимальным моментом инерции).

Представителями двигателей общего назначения являются машины серии СЛ, которые нашли применение в ПР типа "Универсал". Конструктивно эти машины не имеют принципиальных отличий от классических электрических машин постоянного тока. Двигатели выпускаются на мощности до 230 Вт, имеют двухполюсное исполнение и шихтованный пакет статора, который лучше соответствует работе в переходных процессах. Номинальный режим работы электрических машин продолжительный (S1). Технические данные приведены в табл. 2.1. На большие мощности выпускаются станочные двигатели серий ПБСТ, А и др.

Параметры электрических машин определяются свойствами постоянных магнитов, используемых для возбуждения. В настоящее время для возбуждения электрических машин наибольшее применение нашли литые магниты на основе сплавов Fe — Ni — Co, оксидные магниты на основе ферритов бария и стронция, а также интерметаллические соединения кобальта с редкоземельными металлами, например с самарием. Магниты на основе сплавов Fe — Ni — Co изготавляются методом фасонного литья, а ферритовые и редкоземельные — методом спекания размолотого порошка. Все они хрупкие, в процессе работы образуют крошку, которая забивает воздушный зазор.

Основной характеристикой постоянных магнитов является кривая размагничивания $B(H)$. Основные параметры — остаточная индукция B_r , коэрцитивная сила H_c и энергия $W_m = BH/2$, — которые характеризуют кривую размагничивания, для магнитов, нашедших применение в электромашиностроении, приведены в табл. 2.2.

В зависимости от формы кривой размагничивания различают три группы магнитов: докритические, у которых точка перехода от линейной зависимости $B(H)$ к нелинейной лежит во втором квадранте; критические,

Таблица 2.1

Тип двигателя	$P_{\text{ном}}, \text{Вт}$	$U_{\text{ном}}, \text{В}$	$I_{\text{я.ном}}, \text{А}$	$n, \text{об/мин}$	$R_{\text{я}} \text{ при } 20^{\circ}\text{C}, \text{Ом}$	$J, \text{кг}\cdot\text{м}^2, 10^{-4}$	$m, \text{кг}$
СЛ-121	7,5	110	0,16	—	—	0,039	0,41
СЛ-221	13	110	0,22	3600— 4200	—	0,14	0,9
СЛ-261	24	110	—	3600— 4600	—	0,2	1,25
СЛ-361	50	110	—	—	—	0,7	1,9
СЛ-521	77	110	1,2	3000— 3700	9±1	1,6	3,3
СЛ-569	160	110	2,35	3300— 4000	3,5±0,3	2,7	4,5
СЛ-621	172	110	2,3	2400— 2700	2,5±0,4	6,75	7,5
СЛ-661	230	110	2,9	2400— 2750	1,7±0,2	9,34	9,7

Причесание. $P_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{я.ном}}$ — номинальные мощность, напряжение, ток якоря двигателя; n — частота вращения; J — момент инерции якоря; $R_{\text{я}}$ — сопротивление якоря; m — масса двигателя.

Таблица 2.2

Марка магнита	Тип магнита	$B_r, \text{Тл}$	$H_C, \text{кА/м}$	$W_M, \text{кДж/м}^3$
ЮНДК35Т5БА	Литой	1,02	108	36
ЮНДК35Т5АА	"	1,05	116	40
19БА260	Ферритовый	0,33	225	9,5
22БА220	"	0,35	215	11
28БА190	"	0,39	185	14
КС37А	Редкоземельный	0,82	560	65
КСП37	"	0,85	520	65

у которых эта точка находится на оси абсцисс; закритические — точка расположена в третьем квадранте [16]. В соответствии с этой классификацией литые магниты являются докритическими, редкоземельные — закритическими, а ферритовые близки к критическим. Такая классификация позволяет определить некоторые свойства двигателей.

Рассмотрим работу постоянных магнитов в электрических машинах. В магнитной цепи электрических машин присутствует воздушный зазор. Если бы зазор отсутствовал, то магнитная индукция была бы равна остаточной B_r . Для нахождения индукции в магнитной цепи с зазором необ-

ходимо воспользоваться законом полного тока для контура

$$H_M l_M + 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta = 0,$$

где H_M – напряженность магнита; l_M – длина магнитной линии в магните; B_δ – магнитная индукция в зазоре; μ_0 – магнитная постоянная; δ – зазор.

Здесь учтено, что магнитная линия дважды пересекает воздушный зазор и отсутствует внешняя МДС. Считая, что площадь поперечного сечения магнита равна площади воздушного зазора под полюсом и пренебрегая рассеянием, получаем $B_M = B_\delta$. С учетом этого последнее уравнение можно переписать в виде

$$B_M = - \frac{\mu_0 l_M}{2\delta} H_M .$$

Полученное уравнение определяет прямую, проходящую через начало координат и расположенную во втором и четвертом квадрантах. Поскольку рабочая точка магнита должна одновременно находиться на полученной прямой и кривой размагничивания, то это будет точка их пересечения. Координаты этой точки определяют напряженность поля и магнитную индукцию.

Литые магниты не допускают даже кратковременного увеличения зазора, т.е. разборки двигателя без принятия специальных мер. Если таких мер не предпринять, то, как следует из рис. 2.1, произойдет частичное размагничивание. Первоначально рабочей точке 1 соответствовала индукция B_{M1} , при увеличении зазора изменяется наклон прямой линии и рабочая точка переходит в положение 2, ей соответствует индукция в магните B_{M2} . После восстановления зазора рабочая точка по частному циклу намагничивания перейдет в положение 3 с магнитной индукцией в зазоре B_{M3} , которая меньше первоначальной B_{M1} .

У ферритовых и редкоземельных магнитов такого размагничивания не произойдет, так как на этом участке кривые намагничивания и размагничивания совпадают. Редкоземельные магниты допускают разборку двигателя и намагничивание в свободном состоянии.

При наличии внешней МДС F_M , например реакции якоря, уравнение полного тока для магнитной цепи имеет вид

$$H_M l_M + 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta + F_M = 0 .$$

Уравнение для индукции в зазоре

$$B_\delta = - \frac{\mu_0 l_M}{2\delta} H_M - \frac{\mu_0}{2\delta} F_M .$$

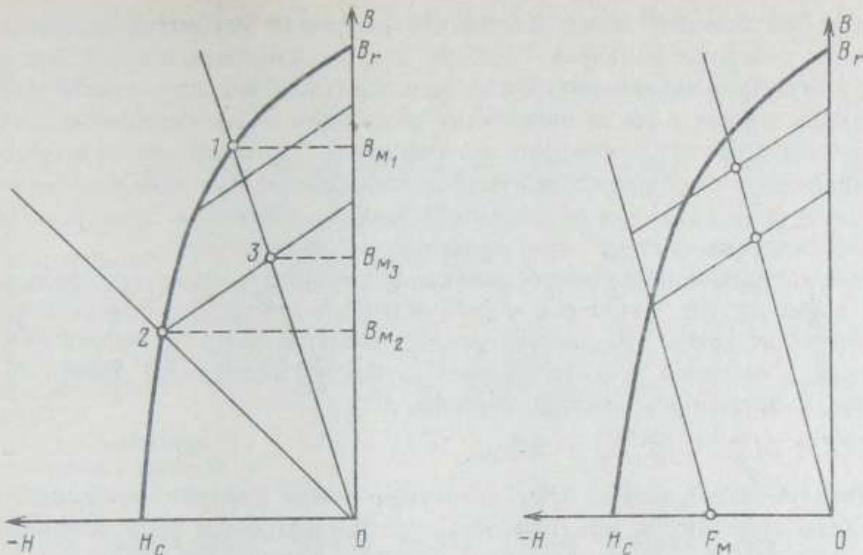


Рис. 2.1. Кривая намагничивания литьих магнитов

Рис. 2.2. К оценке влияния реакции якоря

Полученная прямая уже не проходит через начало координат, а смещена влево на отрезок, пропорциональный F_M . Реакция якоря приводит к размагничиванию литых магнитов (рис. 2.2). Магниты должны быть защищены от перегрузок либо полюсными наконечниками, либо другими способами.

Редкоземельные магниты выдерживают действие реакции якоря без последующего изменения B_d . Электрические машины на основе этих магнитов допускают значительные кратковременные перегрузки по току.

При протекании тока нагрузки создается МДС реакции якоря, которая, как известно, имеет поперечную и продольную составляющие. Продольная составляющая зависит от положения щеток, при нахождении их на нейтрали продольная составляющая равна нулю, а при сдвиге может создаваться либо намагничивающая, либо размагничивающая составляющая.

Поперечная реакция проявляет себя здесь так же, как и в машинах с электромагнитным возбуждением. Магнитный поток поперечной реакции якоря проходит через полюсный наконечник в поперечном направлении, складываясь с основным потоком на одном участке и вычитаясь из основного потока на другом. За счет насыщения участка, где потоки складываются, результирующий поток уменьшается, ослабляя поле и приводя к нелинейности механической характеристики двигателя. Магнитный поток поперечной реакции якоря проходит поперек полюса, а основной поток — вдоль полюса, поэтому для уменьшения влияния

поперечной реакции якоря достаточно увеличить магнитное сопротивление в поперечном направлении, оставив неизменным в продольном. Для этого зазор выполняют неравномерным, увеличивая его от середины полюса к краям, а также выполняют разрезным полюсным наконечником. Ферритовые магниты обладают значительным обратным магнитным сопротивлением и ослабляют действие реакции якоря, при этом меньше искается поле в зазоре и повышается плавность движения. Электромеханическая характеристика имеет прямолинейный характер.

Для полного использования двигателя необходимо знать его предельные возможности. Двигатель может развивать длительно момент, определяемый нагревом (классом нагревостойкости изоляции). Нагрев электрической машины при неизменных условиях охлаждения зависит от потерь, выделяющихся внутри машины, ΔP_T :

$$\Delta P_T = \Delta P_{\text{эл}} + \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{ст.}}$$

Электрические потери $\Delta P_{\text{эл}}$ пропорциональны квадрату тока, протекающего через якорь, механические потери изменяются пропорционально скорости $\Delta P_{\text{мех}} = k\omega$, потери в стали $\Delta P_{\text{ст}}$ складываются из потерь на перемагничивание стали якоря $\Delta P_{\text{н}} = k_1 B^2 \omega$ и потерь на вихревые токи $\Delta P_{\text{в.т.}} = k_2 B^2 \omega^2$. Если считать, что условия охлаждения неизменны, то во всех режимах тепловые потери ΔP_T должны оставаться неизменными. Поскольку со снижением скорости снижаются потери механические и в стали, то имеется возможность увеличить долю электрических потерь, т.е. ток и соответственно момент.

На рис. 2.3 показана предельная кривая 1, ограничивающая область длительной работы. При кратковременном режиме работы (S2) имеется возможность расширить рабочую область 2, не выходя за пределы допустимого нагрева. Кривая 3 ограничивает область работы, допустимой только в переходных процессах. Эта кривая определяет степень искрения $1^{1/2}$. Справа допустимая область ограничена M_{max} , полученным из условий размагничивания постоянного магнита. В паспортных данных электрических машин часто приводят характеристики допустимого времени работы в зависимости от нагрузки. Все эти ограничения необходимо знать, чтобы в системе электропривода обеспечить соответствующие защиты.

Отечественной промышленностью выпускаются высокомоментные двигатели серии ПБВ, основные технические данные которых приведены

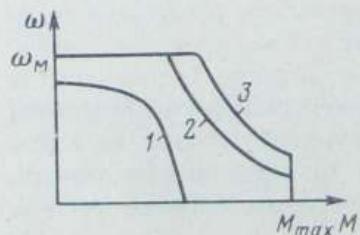


Рис. 2.3. К оценке предельных возможностей двигателя постоянного тока

Таблица 2.3

Параметр

	ПБВ-100 МГ	ПБВ-100 ЛГ	ПБВ-112 МГ	ПБВ-112 ЛГ	ПБВ-132 МГ	ПБВ-132 ЛГ
Мощность, кВт	0,75	1,1	1,5	2,2	4	5,5
Частота вращения, об/мин	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Момент, Н·м	7,35	9,8	14,7	19,6	38,2	52,9
Ток якоря, А	17,1	24,6	24,5	24,3	54,7	60,7
Напряжение, В	60	60	80	110	85	110
КПД, %	72,9	74,6	76,4	82,2	86	82,4
Электромагнитная постоянная времени, мс	3,28	3,63	3,9	4,04	5,19	6,58
Механическая постоянная времени, мс	25	18,9	10,6	18	26,3	28,9
Момент инерции, кг·м ²	0,0133	0,0245	0,0408	0,0691	0,1844	0,2940

в табл. 2.3. Двигатели серии ПБВ выпускаются с ферритовыми магнитами в виде сегментов, закрепленных эпоксидным клеем на внутренней поверхности станины, без полюсных наконечников. Якорь имеет традиционное пазовое исполнение. Двигатели допускают 16-кратную перегрузку по току при заторможенном якоре в течение 1 с, приnomинальном напряжении в течение 1 мин – 2-кратную.

При возбуждении от постоянных магнитов обеспечиваются увеличение мощности двигателей при тех же габаритах, большая равномерность скорости двигателя при малых частотах вращения, большее значение вращающего момента двигателя при том же токе якоря, т.е. более высокое ускорение в переходных процессах. Высокомоментные двигатели можно устанавливать непосредственно на рабочем органе без промежуточного редуктора, они обеспечивают высокую плавность движения благодаря хорошему демпфированию. К недостаткам этих машин можно отнести снижение максимального момента с ростом частоты вращения.

На рис. 2.4 показан общий вид двигателя постоянного тока типа 1ПИ 12.1.1-1.1-202М (НРБ). Двигатель состоит из якоря 1, статора 2, подшипников 3, 4. Статор представляет собой станину с постоянными магнитами на основе феррита стронция.

Двигатель снабжен встроенными датчиками скорости и пути. В качестве датчика скорости используется тахогенератор 5, имеющий крутизну выходного напряжения 0,02 В/(об/мин), допустимый ток 50 мА. В качестве датчика пути 6 используется резольвер типа РБ-2, соединенный с валом двигателя через редуктор с передаточным отношением 5:1.

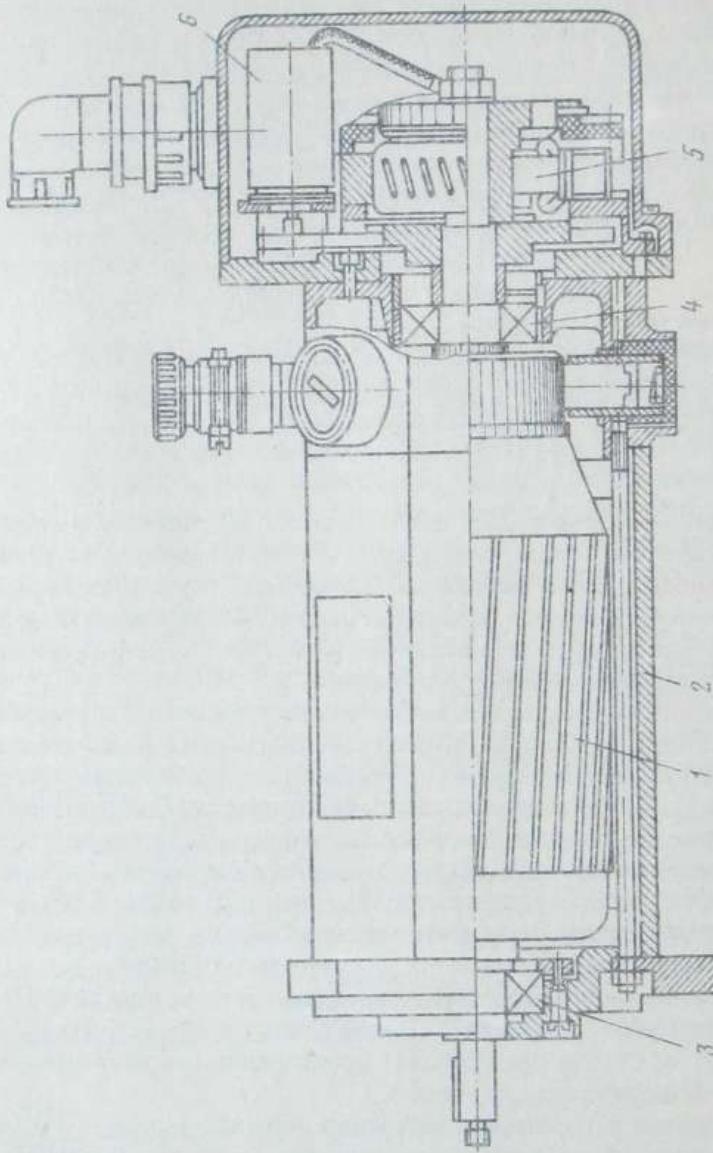


Рис. 2.4. Общий вид двигателя постоянного тока

Таблица 2.4

Тип двигателя	Момент, Н·м	Частота вращения, об/мин	Напряжение, В	Ток, А	Момент инерции, 10^{-3} кг·м ²	Масса, кг
1ПИ 12.11-11-202М	4,7	1900	60	12	5,4	13,8
1ПИ 12.07-11-202М	2,3	10 000	60	6,8	4	10,9

Таблица 2.5

Тип электродвигателя	Момент, Н·м	Частота вращения, об/мин	Момент при максимальной частоте вращения, Н·м	Момент инерции, 10^{-3} кг·м ²	Масса, кг
21МВНСР	21	750	13	34,5	44,1
13МВНСР	13	750	10	24,5	40,1
10МВНСР	10	750	8	16,8	32,5
7МВНСР	7	750	5	15,2	31,4

Технические данные двигателей постоянного тока приведены в табл. 2.4.

В последнее время появились высокомоментные двигатели обращенной конструкции, у которых обмотка якоря и коллектор располагаются на статоре, а магниты — на роторе. Таким образом, в роторе не существует электрических потерь и облегчено его охлаждение. Концы якорной обмотки подсоединяются к неподвижному коллектору. К валу ротора прикреплено токосъемное устройство, состоящее из щеткодержателей, в которых размещены щетки, соединяющие питающие кольца и коллектор. Обмотка якоря имеет благоприятные условия охлаждения благодаря хорошему контакту с ребристой станиной, вследствие чего линейная нагрузка может быть увеличена. Представителями высокомоментных машин обращенной конструкции являются машины серии МВНСР, технические данные которых приведены в табл. 2.5.

Второй путь повышения быстродействия электропривода привел к созданию так называемых малоинерционных электродвигателей. Наиболее распространенными из них являются электродвигатели с дисковым якорем, например типов ПЯ, ДДЯ, ДГУ, и с полым цилиндрическим немагнитным якорем, например типов ДПЦЯ, ДСПЯ, ДМПЯ [7].

Особенности конструкции двигателей с дисковым якорем рассмотрим на примере двигателя типа ПЯ-250 (рис. 2.5). Якорь такого двигателя выполнен из стеклотекстолита, на который печатным способом нанесены обмотки. Дисковый якорь вращается между полюсами, создающими в зазоре аксиальный поток. В этих двигателях коллектор расположен на том же диске, что и обмотка, и выполнен таким же способом. Это упрощает конструкцию щеточно-коллекторного узла, умень-

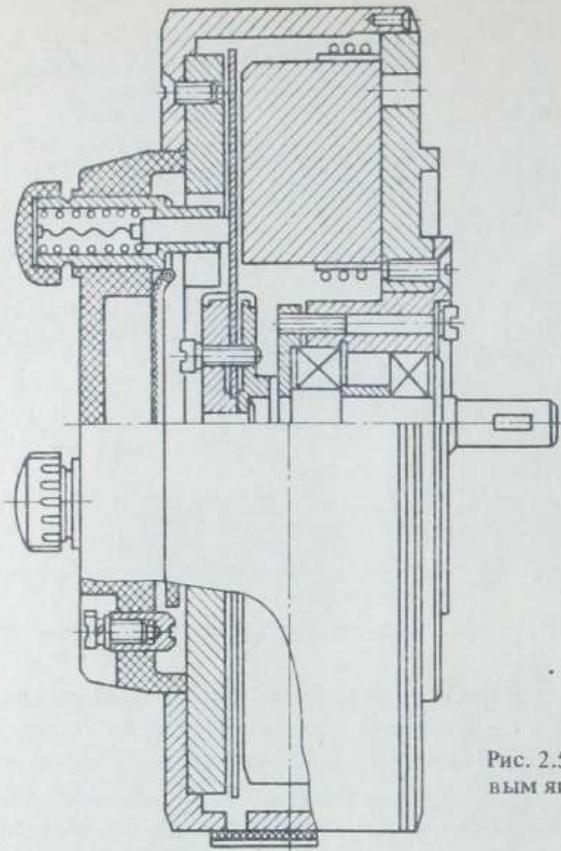


Рис. 2.5. Общий вид двигателя с дисковым якорем

шает инерцию якоря и улучшает массогабаритные показатели. Двигатели этого типа при одинаковой мощности являются более легкими и могут применяться для степеней подвижности ПР, расположенных ближе к схвату. Кроме перечисленных двигатели с дисковым якорем имеют следующие преимущества:

в них отсутствуют потери на перемагничивание, так как вращающиеся части не содержат ферромагнитных материалов;

имеются хорошие условия для коммутации, так как обмотка расположена в воздухе и коммутируемые секции имеют малую индуктивность;

повышается допустимая плотность тока, так как создаются хорошие условия охлаждения;

отсутствует пазовая изоляция.

К недостаткам двигателей этого типа можно отнести:

большой воздушный зазор, что требует увеличения тока возбуждения, или более "сильных" постоянных магнитов;

невысокая механическая прочность;

Таблица 2.6

Тип двигателя	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, А	Частота вращения, об/мин	Момент инерции, 10^{-4} кг·м 2	Сопротивление якоря, Ом	Масса, кг
ДПЦЯ-0,6	600	23	40	3000	3,6	0,06	1,8
ДПЦЯ-0,7	700	20	45	3100	5,6	0,06	3,0
ДПЦЯ-1,0	970	40	29,3	3000	4	0,149	20
ДПЦЯ-1,5	1500	110	16,5	4900	3,6	—	26
ДПЦЯ-3,0	2900	22	190	3000	26	0,007	61,5
ДПЦЯ-5,0	5000	220	29	2800	105	—	160
ДСПЦЯ-0,4	400	27	24	3000	1,5	0,12	1,8
ДСПЦЯ-0,6	600	27	40	3000	2,1	0,08	22
ДСПЦЯ-0,8	800	26	44	3000	3	0,1	30
ДСПЦЯ-1,5	1500	23	95	4000	4,7	0,03	31
ДМПЦЯ-0,37	370	35	13,6	3000	3,2	0,32	9
ДМПЦЯ-0,62	620	39	22	3000	3,2	0,32	10
ДДЦЯ-500	500	110	—	3000	12,7	—	7,2
ДДЦЯ-900	900	127	—	3000	12,7	—	7,2
ПЯ-50	50	12	7,5	3000	0,17	—	1,5
ПЯ-125	125	24	7,3	3000	0,7	—	2
ПЯ-250	250	36	9,6	3000	2,9	—	6
ПЯ-500	500	48	13,8	3000	7,7	—	11,7
ДПУ160-180-3	180	36	7	3000	2,17	0,5	—
ДПУ200-550-3	550	140	5,5	3000	8,84	2,2	—
ДПУ240-1100-3	1100	122	11	3000	18,8	0,53	—
Мо 1000	1120	100	13	3000	24,4	0,44	12
Мо 4500	4300	220	21	3000	90	0,45	31

ограниченное число витков, что приводит к необходимости использования волновой обмотки, требующей низкого напряжения питания или высокой скорости.

В электродвигателях с полым немагнитным якорем для замыкания потока возбуждения установлен неподвижный магнитный сердечник. Обмотка запрессована в полый пластмассовый стакан или наносится печатным способом на поверхность стакана. Возбуждение может быть электромагнитное либо от постоянных магнитов.

В табл. 2.6 приведены технические данные малоинерционных двигателей с дисковыми и цилиндрическими якорями.

Для сравнения рассмотренных выше двигателей различного исполнения по динамическим и массогабаритным показателям удобно использовать кривые удельной мощности $P_{\text{ном}}/G$ (рис. 2.6, а) и удельного ускорения $e = M_{\text{ном}}/J_p$ (рис. 2.6, б). Приведенные на рис. 2.6 кривые целесообразно использовать при выборе типа двигателя для различных степеней подвижности ПР, при этом следует иметь в виду, что значимость тех или иных удельных показателей определяется конкретными условиями и режимами работы ПР. Так, для двигателей, расположенных близко к схвату, определяющим является массогабаритный показатель (рис. 2.6, а). В то же время для привода, работающего в динамических режимах, существенным является показатель, характеризующий удельное ускорение (рис. 2.6, б).

Двигатели постоянного тока содержат коллектор, который может служить источником пожароопасных явлений, поэтому их нежелательно применять в ПР, работающих в пожароопасных цехах, например в покрасочных. Для таких ПР целесообразно использовать бесконтактные двигатели.

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением как элемент системы управления определяется системой уравнений [13]

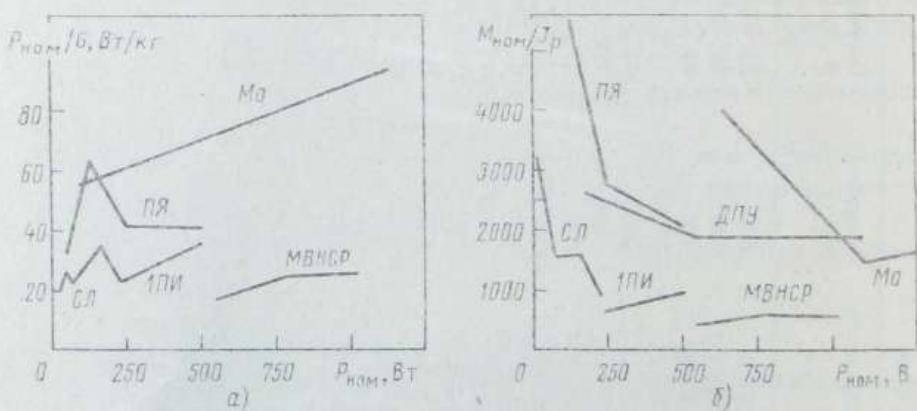


Рис. 2.6. Пределные возможности двигателей постоянного тока

$$\left. \begin{aligned} u_B &= R_B (1 + T_B p) i_B; \\ \Phi &= k_\Phi i_B; \\ u_A &= R_A (1 + T_A p) i_A + k\Phi \omega; \\ M &= k \Phi I_A, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где u_B — напряжение возбуждения; R_B , T_B — сопротивление и постоянная времени цепи обмотки возбуждения; Φ — магнитный поток; u_A — напряжение якоря; R_A — сопротивление якорной цепи; $T_A = L_A/R_A$ — постоянная времени якоря; i_B , i_A — токи возбуждения и якоря; M — момент (электромагнитный) машины; k — конструктивная постоянная машины.

Структурная схема, составленная по уравнениям (2.1) и приведенная на рис. 2.7, определяет двигатель как элемент системы автоматического управления. Не все параметры, входящие в структурную схему рис. 2.7, приводятся в паспортных данных на электродвигатели, поэтому для их определения могут оказаться полезными следующие приближенные соотношения, позволяющие найти:

индуктивность якоря

$$L_A \approx \gamma U_{\text{ном}} / (p_n \omega_{\text{ном}} I_{\text{ном}});$$

активное сопротивление якоря

$$R_A = 0.5 (U_{\text{ном}} / I_{\text{ном}} - P_{\text{ном}} / I_{\text{ном}}^2),$$

где $\gamma = 0,6$ для некомпенсированных и $\gamma = 0,25$ для компенсированных двигателей; $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$, $P_{\text{ном}}$, $\omega_{\text{ном}}$ — номинальные напряжения и ток якоря, мощность, угловая скорость; p_n — число пар полюсов двигателя.

Выходной величиной для двигателя, как следует из структурной схемы рис. 2.7, служит момент M , который в свою очередь является входной величиной для механической части ПР (см. § 1.6).

Входными величинами для двигателя как элемента системы служат напряжения якоря U_A и возбуждения U_B , определяющие возможности управления. Принципиально для управления двигателем могут использоваться оба канала, однако в ПР управление по каналу возбуждения не нашло применения из-за его инерционности. Преимущественное распространение получило управление по каналу якоря. Для регулирования напряжения на якоре используются преобразователи постоянного тока.

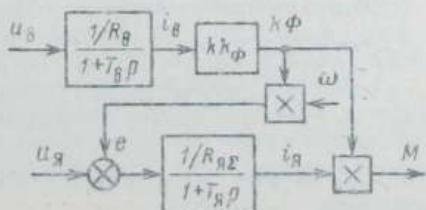


Рис. 2.7. Структурная схема двигателя постоянного тока

2.2. Силовые преобразователи постоянного тока

Для питания двигателей постоянного тока, используемых в ПР, наибольшее применение получили тиристорные и транзисторные с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) преобразователи. Транзисторные преобразователи применяются в маломощных приводах (до 0,5 кВт) и для низковольтных двигателей. Тиристорные преобразователи целесообразно применять для более мощных приводов с высоковольтными двигателями.

Наибольшее распространение получили тиристорные преобразователи. В зависимости от схемы соединения тиристоров они делятся на мостовые и нулевые. В нулевых схемах нагрузка подключается между нулевым проводом трансформатора (это и обусловило название схемы) и общей точкой тиристоров (рис. 2.8, а). Мостовые схемы (рис. 2.8, б) можно рассматривать как последовательное соединение двух нулевых, нагрузка в которых подключается между двумя общими точками тиристоров. Одна общая точка образована объединением анодов, а другая — катодов тиристоров. Выбор схемы преобразователя определяется мощностью двигателя и требованиями к качеству выходного напряжения. Так, однофазные преобразователи находят в робототехнике ограниченное

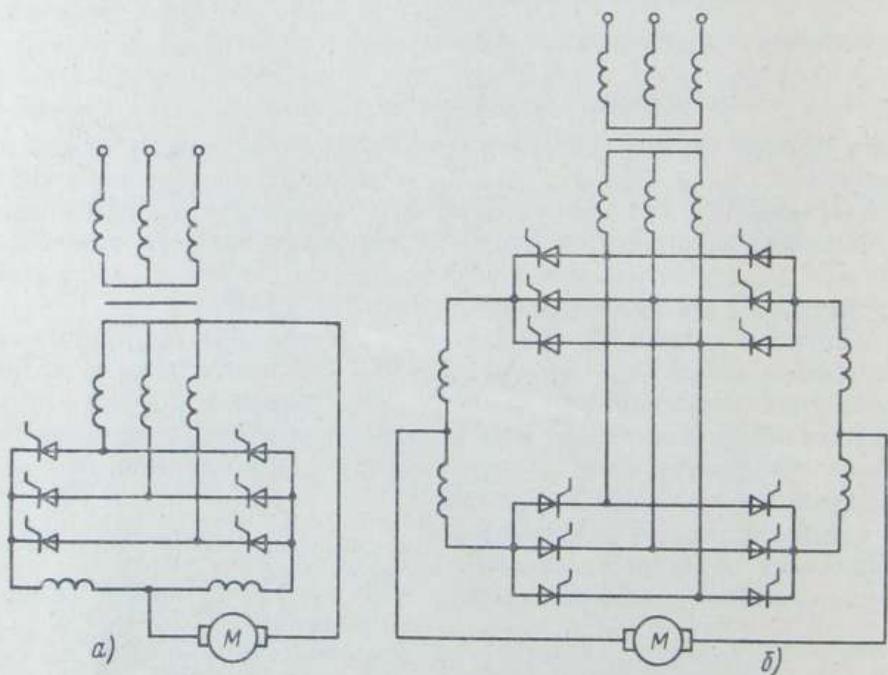


Рис. 2.8. Нулевая (а) и мостовая (б) схемы реверсивных тиристорных преобразователей

применение — преимущественно в ПР малой грузоподъемности с невысокими требованиями к качеству движения. Наиболее широко используются трехфазные нулевые схемы. В ПР большой грузоподъемности с высокими требованиями к качеству движения, особенно в низших скоростях, находят применение мостовые трехфазные схемы.

Связь между напряжениями и токами в цепях переменного и постоянного тока зависит от схемы преобразователя и числа фаз питающего напряжения (см. рис. 2.8 и 2.9) и определяется коэффициентами, приведенными в табл. 2.7. [11].

Тиристорные преобразователи постоянного тока могут работать в различных режимах в зависимости от угла управления. Различают выпрямительный и инверторный режимы работы преобразователя. Внешние (нагрузочные) характеристики преобразователя зависят от момента нагрузки (тока якоря). При больших нагрузках преобразователь, как правило, работает в режиме непрерывного выпрямленного тока. Однако при малых нагрузках ток становится прерывистым, а внешние характеристики — нелинейными.

Внешняя характеристика преобразователя в зоне непрерывного тока может быть построена по выражению

$$U_d = u_{d0} \cos \alpha - I_d R - A I_d X_a ,$$

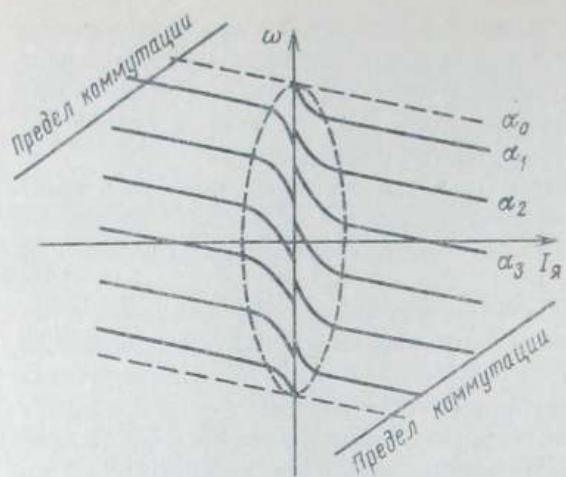
где α — угол управления, отсчитанный от точки естественного открывания.

Таблица 2.7

Схема преобразователя	U_{d0}	$U_{\text{в max}}$	I_2	$I_{a\text{ср}}$	I_a	$S_{\text{тр}}$	A
	$U_{2\Phi}$	U_{d0}	I_d	I_d	I_d	P_d	
Однофазная нулевая	0,9	3,14	$\frac{0,785}{0,71}$	0,5	$\frac{0,785}{0,71}$	$\frac{1,48}{1,34}$	0,318
Однофазная мостовая	0,9	1,57	$\frac{1,11}{1,0}$	0,5	$\frac{0,785}{0,71}$	$\frac{1,23}{1,11}$	0,636
Трехфазная нулевая	1,17	2,09	$\frac{0,585}{0,577}$	0,33	$\frac{0,585}{0,577}$	$\frac{1,37}{1,35}$	0,477
Трехфазная мостовая	2,34	1,05	0,817	0,33	0,577	1,05	0,955

Приложение. В таблице приняты обозначения: U_{d0} — максимальное выпрямленное напряжение; $U_{2\Phi}$ — действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора; $U_{\text{в max}}$ — максимальное напряжение, прикладываемое к тиристору; I_d — значение выпрямленного тока; I_2 — действующее значение фазного тока; $I_{a\text{ср}}$ — среднее значение тока тиристора; $I_{a\text{д}}$ — действующее значение тока тиристора; $S_{\text{тр}}$ — типовая мощность трансформатора; $P_d = U_{d0} I_d$ — мощность цепи постоянного тока; A — коэффициент, характеризующий статизм внешней характеристики преобразователя и обусловленный снижением выходного напряжения за счет перекрытия токов закрывающегося и открывающегося тиристоров (углом коммутации).

Рис. 2.9. Электромеханические характеристики привода с тиристорным преобразователем



ния тиристора; X_a — индуктивное сопротивление в цепи переменного тока; R — активное сопротивление цепи постоянного тока.

Для ПР характерна работа и в зоне прерывистого тока, при этом внешнюю характеристику преобразователя можно определить по выражениям [12]

$$U_d = \sqrt{2} U_2 \frac{1}{\lambda} \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right];$$

$$I_d = \frac{m}{\pi} \frac{\sqrt{2} U_2}{X_d + X_a} \sin \frac{\lambda}{2} \sin \left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) \left(1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2} \right);$$

здесь λ — длительность проводящего состояния тиристора; X_d — индуктивное сопротивление цепи постоянного тока; U_2 — действующее значение фазного напряжения в нулевых схемах и линейного в мостовых. В нулевых схемах m равно числу фаз, а в мостовых — удвоенному числу фаз. Например, в однофазных схемах $m = 2$, в трехфазной нулевой $m = 3$, а в трехфазной мостовой $m = 6$.

Для построения внешней характеристики в зоне прерывистого тока необходимо задаться параметром $\lambda \leq 2/p$ и по приведенным выше выражениям найти U_d и I_d , соответствующие заданному углу управления α . Варьируя λ в пределах $0-2\pi/m$, можно определить внешнюю характеристику преобразователя в области прерывистых токов. Задаваясь $\lambda = 2\pi/m$ и варьируя угол управления α , находим границу прерывистого тока, которая, как легко показать, является частью эллипса (рис. 2.9). В ПР используются реверсивные приводы, следовательно, и преобразователи должны быть реверсивными. Реверсивные преобразователи состоят из двух нереверсивных. В зависимости от схемы их соединения различают встречно-параллельные и перекрестные. В ПР большее распространение получили встречно-параллельные схемы.

В реверсивных преобразователях применяют раздельное и согласованное управление комплектами тиристоров. При раздельном управлении в каждый момент времени работает только один комплект. Второй комплект подготовлен к работе, но импульсы управления на него не подаются. При изменении знака управления комплекты меняются местами. Переход тока с одного комплекта на другой сопровождается бестковой паузой. При совместном управлении управляющие импульсы поступают на оба комплекта одновременно, причем один из них работает в выпрямительном режиме, а другой — в инверторном. От согласования углов управления (α_B — для комплекта, работающего в выпрямительном режиме, и α_H — в инверторном режиме) зависят внешние характеристики преобразователя и значение уравнительного тока, возникающего из-за неравенства мгновенных значений ЭДС комплектов. При линейном согласовании ($\alpha_B + \alpha_H = 180^\circ$) внешние характеристики преобразователя имеют вид прямых (рис. 2.9). Уравнительный ток ограничивается лишь индуктивным сопротивлением реакторов и может достигать больших значений. Для его уменьшения желательно выбирать нелинейное согласование углов, обеспечивающее условие, при котором ЭДС инвертора больше ЭДС выпрямителя. Внешние характеристики преобразователя становятся нелинейными при переходе тока через нуль. Следует отметить, что в инверторном режиме угол управления имеет ограничение: $\alpha_{max} = 150 \div 160^\circ$. Это обусловлено тем, что закрывающийся тиристор должен успеть восстановить свои запирающие свойства раньше, чем к нему будет приложено прямое напряжение. Чем больше ток, протекающий через тиристор, тем значительнее время коммутации тиристоров и, следовательно, в большей степени должен быть ограничен угол управления. Предельная характеристика преобразователя, работающего в инверторном режиме, показана на рис. 2.9 штриховой линией.

Тиристорный преобразователь как элемент системы управления в динамике представляют нелинейным импульсным элементом или звеном чистого запаздывания с передаточной функцией

$$W(p) = K_H e^{-\tau_3 p}.$$

Время запаздывания τ_3 равно времени неуправляемости преобразователя, которое зависит от схемы.

С некоторым приближением, или при инерционной СИФУ, более обоснованно тиристорный преобразователь может быть представлен апериодическим звеном с передаточной функцией

$$W(p) = K_H / (T_H p + 1),$$

где T_H — постоянная времени преобразователя; $T_H \approx 0,01 \div 0,007$ с.

При низкой полосе пропускания системы тиристорный преобразователь может быть описан даже безынерционным звеном:

$$W(p) = K_H.$$

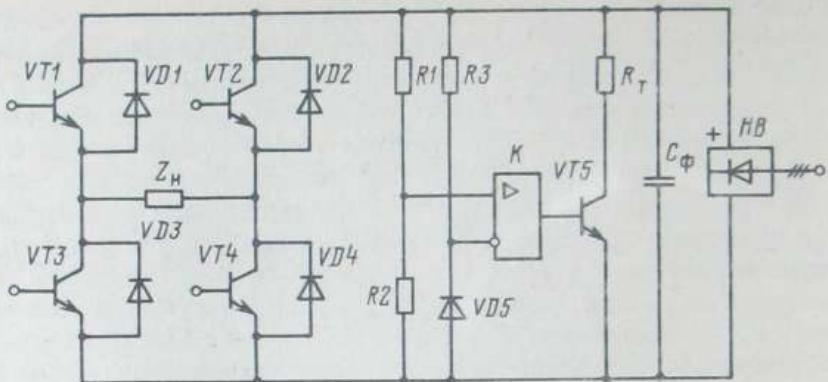


Рис. 2.10. Схема силовой части ШИП

В электроприводах ПР малый грузоподъемности широкое применение находят транзисторные широтно-импульсные преобразователи (ШИП). На базе этих преобразователей можно создавать высокодинамичные системы электропривода с широкой полосой пропускания (100 Гц) и большим диапазоном регулирования скорости (до 1:100 000). К достоинствам ШИП можно отнести также слабое влияние на питающую сеть и отсутствие дополнительных индуктивностей в силовой цепи.

Схема силовой части ШИП приведена на рис. 2.10. Питание осуществляется от неуправляемого выпрямителя HB , на выходе которого установлен фильтр (в простейшем случае только конденсатор C_Φ). Возможны два способа управления силовыми транзисторами. В первом случае транзисторы (ключи) VT_1 , VT_4 и VT_2 , VT_3 коммутируются попарно и в противофазе, а во втором открывается один из ключей выбора полярности VT_2 (или VT_4) и коммутируется с заданной частотой соответствующий ключ VT_3 (или VT_1).

Параллельно ключам VT_1 – VT_4 установлены обратные диоды VD_1 – VD_4 для создания контура протекания тока при закрывании ключа и защиты его от перенапряжений. В первом варианте к нагрузке прикладывается разнополярное напряжение, а во втором – знакопостоянное. Среднее напряжение на нагрузке зависит от относительной продолжительности включения управляющих импульсов σ (σ определяется как отношение времени включенного состояния соответствующего ключа к периоду переключения). При знакопостоянной коммутации среднее напряжение на нагрузке

$$U_d = U_{d0} \sigma,$$

а при разнополярной

$$U_d = U_{d0} (2\sigma - 1).$$

При разнополярной коммутации система управления ключами получается проще, но при одном и том же значении среднего тока в нагрузке действующее значение тока при разнополярной коммутации будет больше, чем при знакопостоянной за счет большей амплитуды пульсаций тока. С точки зрения массогабаритных показателей знакопостоянная коммутация оказывается предпочтительной, так как обеспечивает лучшее использование силовых элементов по мощности. Разнополярная коммутация может применяться в приводах малой мощности ($P < 100$ Вт).

При применении неуправляемого выпрямителя рекуперация энергии в сеть переменного тока невозможна. В схеме на рис. 2.10 возможна частичная рекуперация энергии в конденсатор фильтра C_F . При возрастании напряжения на конденсаторе вследствие рекуперации выше расчетного значения компаратор K , сравнивающий напряжение на конденсаторе с эталонным, открывает транзистор VT_5 . Происходит разряд конденсатора из резистора R_t .

Силовой ключ преобразователя, как правило, представляет собой параллельную сборку транзисторов (рис. 2.11, *a*). Количество параллельно включенных транзисторов определяется максимальным током нагрузки и максимально допустимым током транзистора. Для обеспечения равномерного распределения тока в цепь эмиттеров включаются резисторы с небольшим (около 0,1 Ом) сопротивлением. Считается целесообразным использовать в ключах схемы составного транзистора.

На рис. 2.11, *a* показана функциональная схема ШИП с параллельным соединением транзисторов в каждом силовом ключе.

Для управления семи параллельно включенными транзисторами используется одна система управления ключами CY и один регулятор тока PT , на вход которого подается сигнал задания $u_{z,t}$. Регулятор тока поддерживает суммарный ток всех транзисторов, равный току якоря двигателя, при этом ток, протекающий через каждый транзистор, не контролируется и из-за различия в характеристиках не обеспечивается равномерное распределение токов по транзисторам. Неравномерная загрузка по току приводит к необходимости увеличения коэффициентов запаса по току, что снижает мощность преобразователя. Кроме того, неравномерное распределение токов в транзисторах создает предпосылки для перегрузки отдельных транзисторов и выхода их из строя. Выход из строя даже одного транзистора приводит к выходу из строя преобразователя, а следовательно, и робота в целом. Следует отметить, что мощные транзисторы, как правило, имеют недостаточно высокую надежность, а увеличение их числа приводит к снижению и так низкой надежности преобразователя в целом.

Повысить надежность преобразователя можно путем использования другого принципа организации силового преобразователя, основанного на секционировании силовых ключей (рис. 2.11, *б*). Число секций может быть равно числу параллельно включенных транзисторов (в каждой

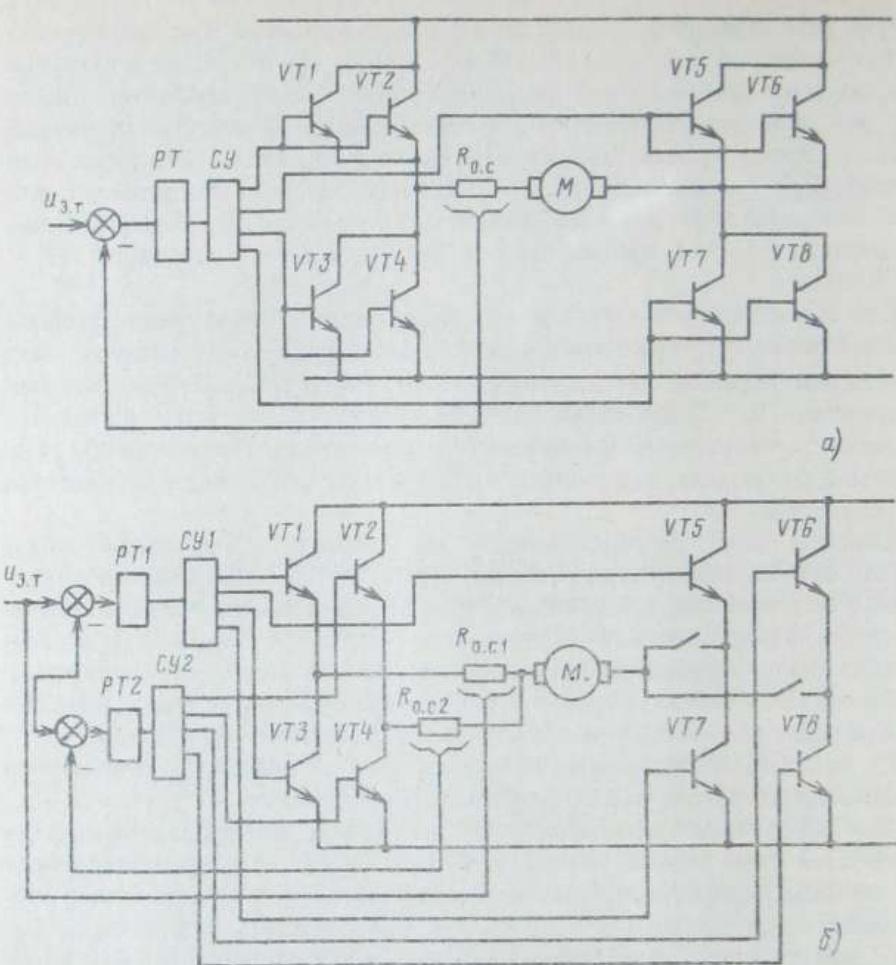


Рис. 2.11. Способы увеличения мощности транзисторных ШИП

секции один транзистор) или меньше (в каждой секции используется сборка из нескольких параллельно включенных транзисторов). Каждая секция такого преобразователя имеет свой регулятор тока, при этом контролируется ток секции, а следовательно, и ток якоря, который всегда равен сумме токов секции. При выходе из строя одного транзистора отключается только одна секция преобразователя, привод продолжает функционировать с меньшим максимальным током двигателя, который как правило, оказывает влияние только на переходные процессы. Такое ограничение тока приводит к снижению быстродействия. В позиционных электроприводах возможно появление перерегулирования за счет снижения темпа торможения по сравнению с расчетным и соответственно "перебега". Если по условиям технологического процесса

такие отклонения допустимы, то ПР может продолжать функционировать до устранения неисправности. Например, для ПР, обслуживающего конвейер, отключение одной секции преобразователя не приведет к простою конвейера. Поэтому для ПР, работающих на ответственных участках, где недопустим простой, целесообразно рекомендовать схему рис. 2.11, б с секционированием силовых ключей. Незначительное усложнение схемы управления полностью окупается, к тому же элементы схемы управления имеют на порядок выше надежность и дешевы. Рассмотренный принцип повышения мощности преобразователя может быть использован и для организации параллельной работы нескольких отдельных преобразователей, имеющих регуляторы тока.

Основные свойства ШИП определяются частотой коммутации транзисторов f_K . С точки зрения потерь от переменной составляющей тока, которая уменьшается с ростом частоты, целесообразно выбирать частоту коммутации как можно выше. Однако с ростом частоты растут коммутиационные потери в силовых транзисторах. Исходя из этих двух ограничений сверху и снизу, выбирается частота коммутации транзистора. Практически она составляет $f_K = 2\text{--}10 \text{ кГц}$.

С учетом запаздывания передаточная функция ШИП может быть представлена в виде

$$W(p) = K_p e^{-\tau_3 p},$$

где τ_3 — постоянная времени чистого запаздывания, определяемая как $\tau_3 = 1/f_K$. При высокой частоте f_K реально ШИП можно считать безынерционным звеном.

2.3. Разомкнутый по положению электропривод постоянного тока

В ПР с низкими требованиями к точности поддержания момента, скорости и отработки перемещений применяется простейшая система электропривода: преобразователь — двигатель без обратных связей. В качестве преобразователя используют один из описанных в § 2.2.

На рис. 2.12 приведена структурная схема такого электропривода. С помощью этой схемы проанализируем возможности такого привода с точки зрения удовлетворения требований, предъявляемых роботами.

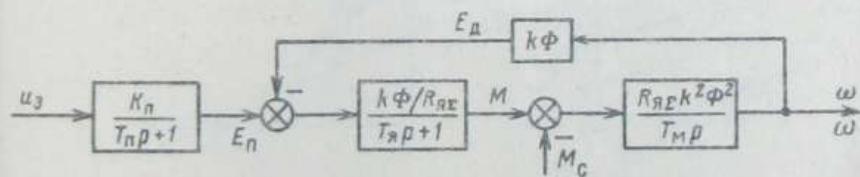


Рис. 2.12. Структурная схема разомкнутого электропривода постоянного тока

Уравнение статической механической характеристики двигателя с учетом преобразователя имеет вид

$$\omega = \frac{E_n}{k\Phi} - M \frac{R_{я\Sigma}}{k^2 \Phi^2}, \quad (2.2)$$

где E_n – ЭДС преобразователя; ω, M – угловая скорость и момент двигателя; $R_{я\Sigma}$ – суммарное сопротивление якорной цепи.

Как следует из (2.2), привод допускает два способа регулирования выходных координат ω и M двигателя: по цепи якоря – изменением напряжения и по цепи возбуждения – изменением тока возбуждения. При изменении напряжения на выходах якоря машины постоянного тока получается семейство параллельных механических характеристик, приведенных на рис. 2.13, а, а на рис. 2.13, б показано семейство механических характеристик при изменении потока машины. В последнем случае статическая жесткость механических характеристик падает с уменьшением потока. Следует отметить, что поток и напряжение можно изменять только в сторону уменьшения от их номинальных значений. Таким образом, при изменении напряжения скорость можно регулировать только вниз от номинальной, а при изменении потока – вверх от нее. Допустимая нагрузка в этих случаях также различна, так как номинальный ток длительно превышать нельзя; то регулирование скорости при изменении напряжения может осуществляться при неизменном моменте нагрузки, а при изменении потока момент на валу должен снижаться с ростом скорости, т.е. имеет место регулирование с постоянной мощностью. Допустимые нагрузки показаны на рис. 2.13 штриховыми линиями.

Здесь уместно напомнить, что для руки человека присущее ограничение, соответствующее регулированию скорости с постоянной мощностью. Поэтому регулирование в приводах ПР с постоянной мощностью является естественным с точки зрения возможностей человека. Регулирование скорости путем ослабления поля в ПР можно использовать для ускоренных перемещений схвата на холостом ходу.

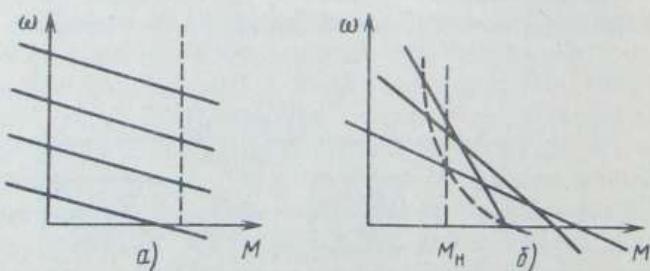


Рис. 2.13. Механические характеристики привода постоянного тока при различных способах регулирования

Приводы ПР имеют маломощные преобразователи с относительно большим внутренним сопротивлением, поэтому жесткость получаемых статических характеристик невысока, а следовательно, низка и точность поддержания скорости в установившихся режимах.

Динамические свойства такой системы удобно рассмотреть на основе передаточных функций. Передаточные функции замкнутой системы по управляющему воздействию записывается как

$$W(p) = \frac{K_{\Pi} / (k\Phi)}{(T_{\Pi}p + 1)(T_M T_{\text{я}} p^2 + T_M p + 1)}, \quad (2.3)$$

по возмущающему воздействию в виде

$$W'(p) = \frac{R_{\text{я}} \Sigma (T_{\text{я}} p + 1)}{k^2 \Phi^2 (T_M T_{\text{я}} p^2 + T_M p + 1)}, \quad (2.4)$$

где $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}} \Sigma$ – электромагнитная постоянная времени; $L_{\text{я}}$ – индуктивность якорной цепи; $T_M = J \Sigma R_{\text{я}} \Sigma / k^2 \Phi^2$ – механическая постоянная времени; $J \Sigma$ – суммарный момент инерции привода.

Как известно, характер переходного процесса в приводе определяется корнями характеристического уравнения, полученного из выражения передаточной функции. Переходный процесс в электроприводе при изменении управляющего воздействия определяется корнями характеристического уравнения, полученного из (2.3).

Корни характеристического уравнения

$$p_1 = -1/T_{\Pi};$$

$$p_{2,3} = -1/(2T_{\text{я}}) \pm \sqrt{1/(4T_{\text{я}}^2) - 1/(T_{\text{я}} T_M)}.$$

Проанализируем поведение электропривода. В ПР момент инерции и, следовательно, механическая постоянная времени $T_M = \text{var}$. При $T_M < 4T_{\text{я}}$ корни комплексно-сопряженные и переходные процессы имеют колебательный характер. При $T_M > 4T_{\text{я}}$ корни действительные, что соответствует апериодическим переходным процессам. При $T_M > 10T_{\text{я}}$ влиянием $T_{\text{я}}$ можно пренебречь, переходные процессы близки к экспоненциальным. Наиболее неблагоприятное сочетание параметров T_M и $T_{\text{я}}$, определяющих качество переходных процессов, складывается при

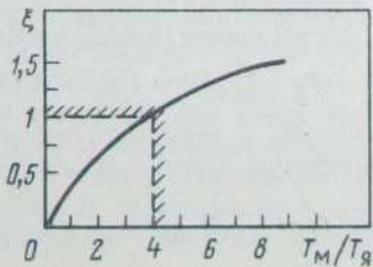


Рис. 2.14. Зависимость коэффициента затухания от соотношения постоянных времени

$T_m < T_y$. В этом случае имеет место слабое демпфирование возникающих колебаний. В колебательных системах демпфирование определяется коэффициентом затухания ξ . Для системы, имеющей передаточную функцию (2.3), коэффициент затухания может быть получен из уравнения

$$T_y T_m p^2 + T_m p + 1 = 0,$$

или при приведении его к типовой форме

$$T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1 = 0,$$

где $T_0^2 = T_m T_y$; $2\xi T_0 = T_m$

Откуда

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{T_m/T_y}. \quad (2.5)$$

На рис. 2.14 приведена кривая $\xi(T_m/T_y)$, рассчитанная по (2.5). Из приведенного графика следует, что в области $T_m/T_y < 4$ процессы носят колебательный характер. В то же время для ПР желательно иметь переходные процессы, близкие к апериодическим.

Таким образом, при проектировании электропривода необходимо выбирать параметры такими, чтобы при минимальном моменте инерции обеспечивалось, по крайней мере, $T_m > 2T_y$.

Разомкнутый электропривод нашел применение в ПР с цикловым управлением. Типичным представителем таких ПР является ПР типа МП-4. Проанализируем, какая точность остановки может быть достигнута в электроприводе, разомкнутом по положению. При подходе к заданной точке остановки двигатель либо отключается, либо переводится в режим динамического торможения. Процесс остановки разбивается на два участка. На первом участке за время t_1 срабатывания аппаратуры и постоянных времени системы двигатель продолжает работать в предшествующем режиме с той же скоростью $\omega_{\text{нач}}$. За это время электропривод пройдет путь

$$\varphi_1 = \omega_{\text{нач}} t_1.$$

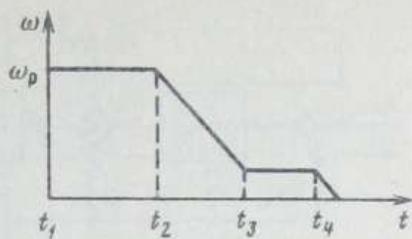
На втором этапе двигатель тормозится. Остановка двигателя произойдет, когда энергия, накопленная движущимися частями, полностью израсходуется на совершение работы, т.е. тормозной путь φ_2 определяется уравнением баланса энергий

$$J \sum \omega_{\text{ нач}}^2 / 2 = (M_c + M_t) \varphi_2,$$

где M_t — тормозной момент двигателя; M_c — момент сопротивления. Весь путь за время остановки

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = \omega_{\text{ нач}} t_1 + \frac{J \sum \omega_{\text{ нач}}^2}{2(M_c + M_t)}. \quad (2.6)$$

Рис. 2.15. График изменения скорости при позиционировании



Как уже отмечалось, моменты инерции и сопротивления в ПР изменяются в широких пределах. Кроме того, изменение момента сопротивления в соответствии с механической характеристикой двигателя приводит к изменению $\omega_{\text{нач}}$, при этом оказывается, что путь, проходимый при остановке, изменяется в широких пределах и отличается от расчетного. Максимальную погрешность позиционирования, обусловленную неопределенностью параметров, можно найти, воспользовавшись известным правилом нахождения абсолютной погрешности по относительной погрешности [12]. Максимальная абсолютная погрешность

$$\Delta\varphi_{\max} = \omega_{\text{нач}} t_1 \left(\frac{\Delta\omega_{\text{нач}}}{\omega_{\text{нач}}} + \frac{\Delta t_1}{t_1} \right) + \frac{J_{\Sigma}\omega_{\text{нач}}^2}{2(M_c + M_T)} \left(\frac{\Delta J_{\Sigma}}{J_{\Sigma}} + 2 \frac{\Delta\omega_{\text{нач}}}{\omega_{\text{нач}}} + \frac{\Delta M_c + M_T}{M_c + M_T} \right). \quad (2.7)$$

Анализ показывает, что погрешность позиционирования $\Delta\varphi_{\max}$ тем больше, чем больше возможные отклонения момента инерции, момента сопротивления и начальной скорости от своих средних значений.

Для уменьшения погрешности позиционирования в электроприводе применяется снижение начальной скорости перед остановкой. Тахограмма такого способа управления представлена на рис. 2.15. Основное перемещение привод отрабатывает с рабочей скоростью ω_p , и при подходе к точке позиционирования в момент t_1 датчик положения дает команду на замедление. Скорость с некоторым запаздыванием снижается до допустимой, определяемой (2.7). В момент времени t_4 датчик точной остановки отключает двигатель и привод без перерегулирования останавливается в заданной точке.

При известном диапазоне изменения момента нагрузки отклонения скорости $\Delta\omega$ определяются механической характеристикой. Таким образом, выбор начальной скорости торможения по (2.7) в сильной степени зависит от жесткости механической характеристики. Чем выше жесткость механической характеристики, тем больше допустимая начальная скорость, а следовательно, быстродействие и производительность ПР.

Повысить статическую жесткость механической характеристики можно введением дополнительных обратных связей. Для этой цели использу-

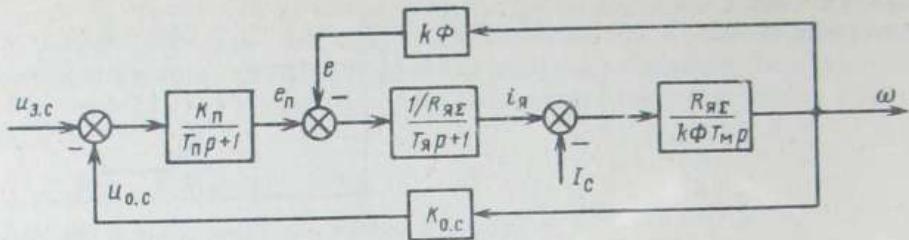


Рис. 2.16. Структурная схема электропривода постоянного тока с обратной связью по скорости

ются отрицательные обратные связи по скорости или напряжению двигателя либо положительная по току якоря. В качестве датчика скорости применяется тахогенератор или тахомост. Структурная схема такого электропривода показана на рис. 2.16. По структурной схеме можно получить выражения передаточных функций:

по управлению

$$W(p) = \frac{K_{\Pi} / (k\Phi)}{(T_{\Pi}p + 1)(T_M T_{я p}^2 + T_M p + 1) + K_{o.c} K_{\Pi} / (k\Phi)} ; \quad (2.8)$$

по возмущению

$$W'(p) = - \frac{R_{я\Sigma} (T_{я p} + 1) (T_{\Pi} p + 1)}{k\Phi [k\Phi T_M p (T_{я p} + 1) (T_{\Pi} p + 1) + k\Phi (T_{\Pi} p + 1) + K_{o.c} K_{\Pi}]} . \quad (2.9)$$

Передаточные функции (2.8) и (2.9) позволяют проанализировать влияние обратных связей в электроприводе. Отрицательная обратная связь по скорости приводит к снижению скорости холостого хода в $(1 + K_{o.c} K_{\Pi} / k\Phi)$ раз, но во столько же раз возрастает статическая жесткость механической характеристики. Это уменьшает неопределенность в скорости торможения привода и повышает в соответствии с (2.7) точность остановки. Как следует из рассмотрения передаточных функций (2.8) и (2.9), быстродействие, а также колебательность системы при введении отрицательной обратной связи возрастают. Во многих случаях необходимо дополнительно вводить корректирующие устройства.

Введение положительной обратной связи по току якоря также повышает статическую жесткость механической характеристики.

На практике используют комбинированное управление: вводят отрицательную обратную связь по скорости и положительную по току якоря.

Перспективными для ПР следует считать системы, обеспечивающие заданный момент в сочленениях ПР. Предположим, что известно программное движение схвата ПР, тогда, решая так называемую обратную задачу

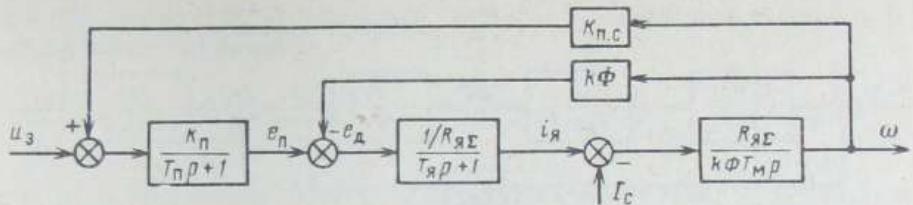


Рис. 2.17. Структурная схема электропривода с формирующей положительной обратной связью по скорости

динамики манипулятора [2], находим потребные усилия в сочленениях. Электропривод должен обеспечить эти усилия. На рис. 2.17 представлена структурная схема электропривода. Если пренебречь инерционностью преобразователя, то, как следует из рис. 2.1, передаточную функцию по управляющему воздействию можно записать в виде

$$W(p) = \frac{\frac{K_n T_m}{R_{я\Sigma}} p}{T_m T_{я} p^2 + T_m p + \frac{K_{o.t} K_n}{R_{я\Sigma}} T_m p + 1 - \frac{K_{n.c} K_n}{k\Phi}} . \quad (2.10)$$

Из (2.10) следует, что при критической положительной связи по скорости $K_{n.c} = k\Phi/K_n$ система становится астатической (момент двигателя не зависит от скорости), а выражение (2.10) упрощается и принимает вид

$$W(p) = \frac{K_n / R_{я\Sigma}}{T_{я} p + (1 + K_{o.t} K_n / R_{я\Sigma})} . \quad (2.11)$$

Анализ (2.11) показывает, что динамические свойства такой системы не зависят от механической постоянной времени T_m , т.е. от момента инерции. Динамические характеристики описываются инерционным звеном первого порядка, причем постоянную времени можно изменять за счет коэффициента обратной связи по току $K_{o.t}$.

В последнее время широкое применение получили системы подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией. Они подробно описаны в [8]. Суть метода синтеза таких систем заключается в компенсации с помощью решающих усилителей нежелательных динамических звеньев объекта и введении дополнительных динамических звеньев (регуляторов), определяющих динамику и статику системы.

Структурная схема системы регулирования момента двигателя постоянного тока, оптимизированного методом последовательной коррекции, показана на рис. 2.18. Синтез такой системы проводится при условии пренебрежения внутренней обратной связью по ЭДС, которая на рис. 2.18

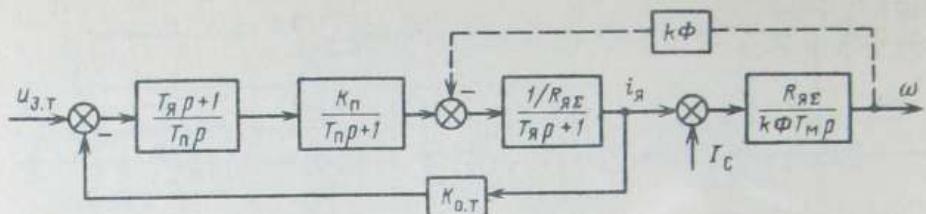


Рис. 2.18. Структурная схема электропривода с обратной связью по току якоря

показана штриховой линией. В этом случае передаточная функция по управляющему воздействию записывается в виде

$$W_0 = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_{3,T}(p)} = \frac{K_n / R_{\text{я}} \Sigma}{(T_{n,p} + 1)(T_{\text{я},p} + 1)}$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура регулирования тока якоря (момента) может быть представлена в виде

$$W_p(p) = \frac{1/K_{o,T}}{\alpha_T T_{n,p} (T_{n,p} + 1)},$$

где α_T – коэффициент настройки контура регулирования тока.

Выбор такой передаточной функции объясняется стремлением иметь астатическую систему регулирования тока и минимальное число варьируемых параметров, определяющих ее динамику. Для получения такой передаточной функции разомкнутой системы необходимо выбрать регулятор тока с передаточной функцией

$$W_{p,T} = \frac{T_{\text{я},p} + 1}{\frac{K_{o,T} K_n}{R_{\text{я}}} \alpha_T T_{n,p}}.$$

Если пренебречь внутренней обратной связью по ЭДС, то динамические показатели привода полностью определяются α_T . При настройке на технический оптимум ($\alpha_T = 2$) время регулирования $t_p \approx 4,7 T_n$, а перерегулирование не превышает 5%.

При анализе динамических показателей, происходящих с изменением скорости, недопустимо пренебрежение внутренней обратной связью по ЭДС. Для поддержания неизменным тока машины при изменении скорости необходимо изменять ЭДС преобразователя, а для ее изменения требуется сигнал на входе интегрально-пропорционального регулятора тока, т.е. наличие погрешности в регулировании. Чем быстрее изменяется скорость, тем больше должна быть погрешность. Так, при задании постоянного тока и неизменном моменте инерции нагрузки скорость

привода изменяется по линейному закону, а относительная погрешность определяется выражением

$$\frac{\Delta I}{I_3} = \frac{1}{1 + T_M / (a_T T_{\Pi})},$$

где ΔI – абсолютная погрешность регулирования тока; I_3 – заданное значение тока.

Как следует из полученного выражения, чем больше момент инерции механизма (больше T_M), тем меньше относительная погрешность регулирования, поэтому такая система может быть целесообразна для ПР с небольшой скоростью отработки перемещений (при которой современные микропроцессоры успевали бы рассчитывать еще и задание на момент, решая обратную задачу динамики) и ПР, имеющих повышенный момент инерции. Для компенсации погрешности по управлению можно вводить дополнительную положительную связь по скорости.

2.4. Электропривод постоянного тока с обратной связью по положению

Наибольшее распространение для регулирования положения получили электроприводы постоянного тока с системой подчиненного регулирования (рис. 2.19). Такая система содержит, как правило, три явно выраженных контура регулирования: тока, скорости и положения. Указанные контуры регулирования строятся однотипно. Каждый контур содержит объект регулирования и регулятор, обеспечивающий последовательную коррекцию, при этом передаточная функция каждого регулятора определяется видом желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) разомкнутого контура и передаточной функцией объекта.

Наиболее часто в качестве желаемой выбирают ЛАЧХ, соответствующую системе второго порядка с передаточной функцией вида [12]

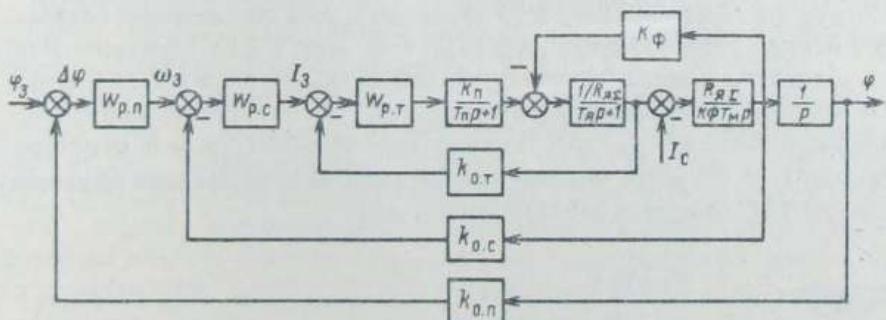


Рис. 2.19. Структурная схема системы подчиненного регулирования

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{1/K_0}{aT_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}, \quad (2.12)$$

где K_0 – коэффициент обратной связи контура; T_{μ} – некомпенсируемая постоянная времени; a – настроочный коэффициент.

Передаточная функция (2.12) включает в себя две составляющие: интегральную $aT_{\mu}p$ и инерционную $(1/K_0)/(T_{\mu}p + 1)$. Интегральная составляющая обеспечивает повышение точности регулирования, а инерционная – помехозащищенность системы.

Достоинство этого метода заключается в том, что любая система высокого порядка сводится к системе второго порядка, в которой имеются большая и малая постоянные времени и лишь один подстроечный параметр a , определяющий качество переходных процессов. При этом большая постоянная времени в приведенной системе, которая в последующем будет компенсироваться, принимается равной наибольшей постоянной времени исходной системы. Все оставшиеся малые постоянные времени сводятся к одной эквивалентной T_{μ} , равной их сумме. Такой прием допустим для инженерных расчетов.

Идея подчиненного регулирования заключается в том, что каждый внутренний контур (рис. 2.19) подчинен задачам регулирования внешнего контура, в который он входит. Настройка каждого контура осуществляется одним параметром a , который на практике выбирают в пределах 1–4. При $a = 1$ переходные процессы носят колебательный характер, но имеют малое время регулирования. Выбор $a = 4$ обеспечивает апериодический характер переходных процессов, но время регулирования оказывается большим. Компромисс между колебательностью системы и быстродействием достигается при $a = 2$. Это значение получило название технического оптимума. При такой настройке контура время регулирования $t_p \approx 4,7 T_{\mu}$, а перерегулирование не превышает 5%. При выборе a следует также иметь в виду, что его увеличение приводит к росту некомпенсируемой постоянной времени следящего контура, так как для него внутренний контур аппроксимируется инерционным звеном с постоянной времени aT_{μ} .

Контур тока системы рис. 2.19 включает в себя силовой преобразователь с передаточной функцией $K_{\pi}/(T_{\pi}p + 1)$ (см. § 2.2), электрическую часть двигателя с передаточной функцией $(1/R_{\text{я}}\Sigma)/(T_{\text{я}}p + 1)$, обратную связь по току с коэффициентом передачи $K_{o,t}$ и регулятор тока с передаточной функцией $W_{p,t}(p)$. Передаточная функция объекта регулирования контура тока при пренебрежении влиянием внутренней обратной связью по ЭДС двигателя записывается в виде

$$W_o(p) = \frac{K_{\pi}/R_{\text{я}}\Sigma}{(T_{\pi}p + 1)(T_{\text{я}}p + 1)}.$$

Для получения в контуре тока передаточной функции разомкнутой системы вида (2.12) необходимо иметь регулятор тока с передаточной функцией

$$W_{p.t}(p) = \frac{W_{\text{ж}}(p)}{W_0(p)} = \frac{T_{\text{я}}p + 1}{(K_{\text{п}}K_{\text{o.t}}a_{\text{т}}T_{\mu}p)/R_{\text{я}}\Sigma} . \quad (2.13)$$

Здесь в качестве некомпенсируемой постоянной времени принята постоянная времени преобразователя, т.е. $T_{\mu} = T_{\text{п}}$. Передаточная функция (2.13) соответствует пропорционально-интегральному регулятору. Динамические свойства контура тока определяются передаточной функцией замкнутой системы

$$W_{3.t}(p) = \frac{1/K_{\text{o.t}}}{a_{\text{т}}T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1) + 1} . \quad (2.14)$$

Из (2.14) следует, что корни характеристического уравнения $W_{3.t}(p)$ определяются только коэффициентом $a_{\text{т}}$, а быстродействие системы зависит от постоянной времени преобразователя $T_{\text{п}} = T_{\mu}$.

Интегральная составляющая регулятора тока обеспечивает астатическое регулирование тока только в режимах, когда скорость двигателя неизменна. При изменении скорости двигателя для поддержания тока должна изменяться и ЭДС преобразователя, что возможно только при наличии сигнала на входе регулятора тока, т.е. при рассогласовании между заданным и реальным значениями тока. Статизм регулятора тока обусловлен пренебрежением при синтезе внутренней обратной связью по ЭДС двигателя. Статическая погрешность регулятора тока снижается при уменьшении $a_{\text{т}}$. На практике чаще всего контур тока настраивают на технический оптимум, т.е. принимают $a_{\text{т}} = 2$.

При использовании быстродействующих силовых преобразователей, например транзисторных ШИП, и отсутствии необходимости компенсировать постоянную времени $T_{\text{я}}$ основным назначением контура тока остается лишь ограничение тока двигателя на допустимом уровне.

Заданием для контура тока является выходной сигнал регулятора скорости. Формируя его соответствующим образом, можно сделать ограничение тока зависимым от скорости.

В контур скорости в качестве объекта управления входят замкнутый контур тока и механическая часть электропривода, определяемая на рис. 2.19 интегрирующим звеном с передаточной функцией $R_{\text{я}}\Sigma/(k\Phi T_{\mu}p)$. С учетом изложенных выше общих рекомендаций по синтезу систем подчиненного регулирования представим передаточную функцию объекта контура скорости в виде динамического звена второго порядка. Для этого в (2.14) отбрасываем член $a_{\text{т}}T^2\mu p^2$, аппроксимируя тем самым контур тока инерционным звеном первого порядка с передаточной функцией:

$$W_{3,T}(p) \approx \frac{1/K_{0,T}}{\alpha_T T_\mu p + 1}.$$

Тогда передаточная функция объекта регулирования контура скорости принимает вид

$$W_{0,c}(p) = \frac{R_\text{я} \Sigma / K_{0,T}}{k \Phi T_M p (\alpha_T T_\mu p + 1)}.$$

Передаточная функция регулятора скорости $W_{p,c}(p)$ будет при этом определяться видом желаемой ЛАЧХ, зависящей от требований, предъявляемых к контуру скорости.

Известны две стандартные настройки контура скорости [12]: на технический и симметричный оптимум. Обе эти настройки могут быть использованы в электроприводах ПР. При настройке на технический оптимум ЛАЧХ разомкнутого контура скорости имеет вид, аналогичный ЛАЧХ контура тока, и отличается лишь частотой среза. При настройке контуров тока и скорости на технический оптимум частота среза ЛАЧХ контура скорости в 2 раза меньше, чем в контуре тока. Настройка контура скорости на симметричный оптимум повышает астатизм системы. Проанализируем свойства системы при различных настройках контура скорости.

Для получения передаточной функции разомкнутого контура скорости в виде (2.12) регулятор скорости должен иметь передаточную функцию, определяемую выражением

$$W_{p,c}(p) = \frac{K_{0,T} k \Phi T_M}{K_{0,c} R_\text{я} \Sigma a_c \alpha_T T_\mu} = K_{p,c}, \quad (2.15)$$

где $K_{p,c}$ – коэффициент обратной связи по скорости; a_c – коэффициент настройки контура скорости.

Как следует из (2.15), регулятор скорости представляет собой безынерционное звено с коэффициентом передачи $K_{p,c}$. При выборе $a_c = 2$ получаем стандартную настройку на технический оптимум с заранее известными свойствами системы при условии работы регулятора скорости на линейном участке. Во-первых, такая настройка обеспечивает время регулирования $t_p = 4.7 \alpha_T T_\mu$, перерегулирование не превышает 5%. Во-вторых, скорость электропривода в установившемся режиме будет отличаться от заданной ω_3 . Скорость ω может быть определена, исходя из условия, что в установившемся режиме на входе интегрального регулятора тока сигнал равен нулю, т.е.

$$(u_{3,c} - K_{0,c} \omega) K_{p,c} - K_{0,T} i_\text{я} = 0,$$

где $u_{3,c}$ – сигнал задания на входе контура скорости, откуда получаем выражение для статической механической характеристики электропривода

$$\omega = \frac{u_{3.c} K_{p.c}}{K_{o.c}} - \frac{K_{o.t}}{K \Phi K_{p.c} K_{o.c}} M = \omega_3 - \frac{4 T_\mu R \Sigma}{T_m k^2 \Phi^2} M,$$

из которого следует, что реальная скорость ω отличается от заданной ω_3 тем больше, чем меньше T_m в сравнении с T_μ .

Следовательно, настройка на технический оптимум может применяться в электроприводах ПР тогда, когда не предъявляется жестких требований к точности поддержания скорости. Например, такую настройку нецелесообразно применять для электроприводов ПР, работающих синхронно с движущимся конвейером и перемещающих разнотипные детали.

Момент инерции в электроприводах ПР, как показано в гл. 1, не остается постоянным, а свойства системы в значительной степени зависят от момента инерции, который входит в параметр T_m . В этих условиях важной становится задача выбора момента инерции, на которой должна быть осуществлена настройка контура скорости. Если контур скорости настроить на технический оптимум, приняв за расчетное максимальное значение момента инерции, то при минимальном моменте инерции настройка будет отличаться от оптимума в сторону повышения колебательности, что эквивалентно уменьшению a_c . Если же за расчетное принять минимальное значение момента инерции, то при максимальном моменте инерции возрастет время регулирования и переходный процесс станет более плавным. Такое изменение момента инерции эквивалентно увеличению a_c . Окончательный выбор расчетного значения момента инерции при настройке контура скорости будет зависеть от требований к электроприводу. Если определяющим является получение высокого качества регулирования, то настройку следует проводить на минимум момента инерции. Для достижения большей точности настройку системы выполняют на максимум момента инерции. Однако при широком диапазоне изменения момента инерции получить приемлемое качество регулирования при указанных выше настройках не удается. В этом случае используют адаптивные системы регулирования.

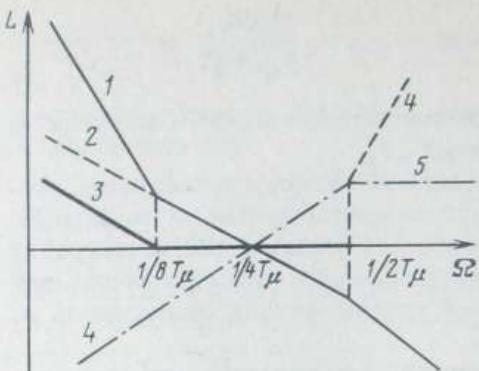
Настройка контура скорости на симметричный оптимум уменьшает статическую погрешность. При настройке контура скорости на симметричный оптимум в качестве желаемой выбирают передаточную функцию разомкнутой системы вида

$$W_p(p) = \frac{1 + 8 T_\mu p}{8 T_\mu p} \frac{1 / K_{o.c}}{4 T_\mu p (2 T_\mu p + 1)},$$

при этом передаточная функция регулятора скорости определяется выражением

$$W_{p.c}(p) = \frac{1 + 8 T_\mu p}{8 T_\mu p} K_{p.c}.$$

Рис. 2.20. К синтезу параллельной коррекции



Для настройки контура скорости на симметричный оптимум свойства электропривода также известны. Перерегулирование составляет около 56%, а время регулирования остается таким

же, как и при настройке контура скорости на технический оптимум. Скорость не зависит от изменения момента нагрузки.

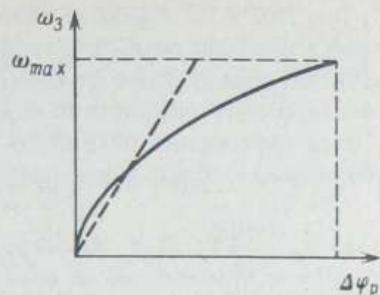
Существенными недостатками настройки на симметричный оптимум являются высокая степень колебательности системы и чувствительность ее к изменению момента инерции, поэтому в чистом виде стандартную настройку контура скорости на симметричный оптимум в электроприводах ПР не используют.

Для улучшения качества регулирования в электроприводе с контуром скорости, настроенным на симметричный оптимум, целесообразно вводить параллельную коррекцию. Ее осуществляют путем введения в систему рис. 2.19 параллельно звену обратной связи контура скорости с коэффициентом $K_{o,c}$ корректирующего звена с передаточной функцией, определяемой разницей между ЛАЧХ исходной системы и желаемой. Параллельную коррекцию выбирают таким образом, чтобы настройка замкнутого контура скорости соответствовала техническому оптимуму, а статическая погрешность была равна нулю, т.е. система оставалась астатической.

Синтез параллельной коррекции на основе ЛАЧХ показан на рис. 2.20. Кривая 1 соответствует ЛАЧХ разомкнутого контура скорости, настроенного на симметричный оптимум, а кривая 2 — ЛАЧХ контура, настроенного на технический оптимум. Вычитая из ЛАЧХ 1 ЛАЧХ 2, получаем суммарную характеристику 3 корректирующего звена и звена, охватываемого обратной связью. Считая, что в данном случае охватываемым звеном является весь контур скорости, настроенный на симметричный оптимум, получаем кривую 4, определяющую ЛАЧХ корректирующего звена. С учетом того что высокочастотная область ЛАЧХ не оказывает существенного влияния на динамические показатели электропривода, отбросим высокочастотную ветвь кривой 4 и получим ЛАЧХ корректирующего звена 5, соответствующему реальному дифференцирующему звену:

$$W_k(p) = 4T_\mu p / (2T_\mu p + 1).$$

Рис. 2.21. Статическая характеристика регулятора положения



Передаточная функция замкнутого контура регулирования положения

$$W_{z.p}(p) = \frac{1/K_{o.p}}{a_p a_c a_T T_{pr} (a_c a_T T_{pr} + 1) + 1} \quad (2.16)$$

Вначале выполним анализ работы этой системы в предположении $T_M = \text{const}$. При отработке малых перемещений, когда не насыщается ни один из регуляторов, динамические свойства однозначно определяются $a_{\text{пп}}$ (при $a_{\text{пп}} = 4$ – апериодические переходные процессы, $a_{\text{пп}} = 2$ – технический оптимум), быстродействие зависит также от a_c и a_T . Чем больше заданное перемещение, тем больше получаются максимумы скорости и тока в линейной системе. При превышении допустимых значений тока или скорости происходит их ограничение и система размыкается по положению. В позиционных системах важно обеспечить отработку заданного перемещения, поэтому более подробно рассмотрим процесс торможения. При наиболее распространенной трапециoidalной тахограмме отработка перемещения торможения осуществляется с постоянным ускорением, определяемым током ограничения якоря машины. В то же время в системе на входе регулятора скорости задается ускорение

$$d\omega_3/dt = -K_{p.p} K_{o.p} \omega / K_{o.c},$$

которое зависит от текущего значения скорости. Таким образом, чтобы в системе обеспечивалось $d\omega_3/dt = \text{const}$, необходимо, чтобы $K_{p.p} = K_{o.c} (d\omega/dt)_{\text{доп}} / \omega$. Максимальное ускорение определяется током ограничения $(d\omega/dt)_{\text{доп}} = cI_{\text{доп}}/J_{\Sigma}$. Учитывая, что при равнозамедленном движении $\Delta\varphi = \omega^2 / [2(d\omega/dt)_{\text{доп}}]$, коэффициент регулятора положения получается в виде $K_{p.p} = K_{o.c} \sqrt{(d\omega/dt)_{\text{доп}}} / \sqrt{2\Delta\varphi}$. Характеристики выход-вход параболического регулятора положения приведены на рис. 2.21. При подходе к точке позиционирования характеристика приобретает вид, соответствующий линейной системе. Ограничения по току якоря приводят к необходимости усложнения регулятора положения.

Статическая погрешность позиционирования в такой системе [8]

$$\Delta\varphi_c = M_c a_{\text{пп}} a_c^2 a_T^2 T_{\text{пп}}^2 / (\beta T_M). \quad (2.17)$$

Так как в ПР стремятся иметь апериодические переходные процессы, а это возможно лишь при увеличении a_i , то статическая погрешность становится недопустимо большой. Уменьшить ее можно настроив контур регулирования скорости на симметричный оптимум.

Для повышения плавности процесса замедления при позиционировании можно выбрать закон изменения скорости вида

$$\omega = \frac{\omega_{\text{нач}}}{2} (1 + \cos \Omega t),$$

который обеспечивает ограничение рывка. Параметр Ω определяется максимальным допустимым ускорением ϵ_{max} , которое может быть получено в электроприводе:

$$\epsilon_{\text{max}} = M_{\text{доп}} / J \Sigma_{\text{max}} = \omega_{\text{нач}} \Omega.$$

Учитывая, что в процессе торможения погрешность регулирования изменяется по закону

$$\Delta\varphi \left[\frac{\omega_{\text{нач}}}{2} \left(\frac{\pi}{\Omega} - 1 \right) - \frac{\omega_{\text{нач}}}{2\Omega} \sin \Omega t \right],$$

а задание скорости характеризуется приведенным выше выражением, из уравнений относительно ω и $\Delta\varphi$ можно получить выражение для передаточной функции регулятора положения. В отличие от параболического регулятора он имеет более сложное аналитическое выражение, поэтому такой алгоритм позиционирования целесообразно рекомендовать в системах с микропрцессорным управлением. Следует отметить, что время остановки при таком законе торможения несколько выше, чем при постоянном максимальном ускорении. Вблизи нулевой точки коэффициент усиления регулятора положения мал, следовательно, статическая погрешность будет относительно большой, поэтому целесообразно на этом участке обеспечить настройку, аналогичную настройке параболического регулятора.

2.5. Динамика электроприводов промышленных роботов с двигателями постоянного тока

Электропривод ПР представляет сложную взаимосвязанную электромеханическую систему. Для анализа динамики взаимосвязанного электропривода необходимо составить математическое описание механической части, электромеханического преобразователя энергии и системы управления.

Наиболее распространенные динамические модели механической части ПР приведены в § 1.6, электромеханических преобразователей энергии – в § 2.1, а систем управления – в § 2.4. Соединив вместе соответствующие модели, получим обобщенное описание электропривода конкретно-

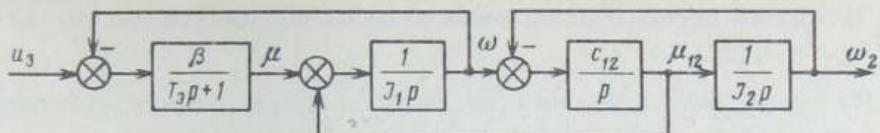


Рис. 2.22. Структурная схема двухмассовой системы

го ПР. Структурная схема составляется как бы из кубиков, в качестве которых выступают динамические модели отдельных элементов ПР, полученных выше. Верхняя часть представляет собой сепаратный электропривод поворота руки, а нижняя — сепаратный электропривод выдвижения руки. Система управления построена по принципу подчиненного регулирования положения с последовательной коррекцией и стандартными настройками, которые в процессе работы не изменяются.

Стремление повысить быстродействие ПР, а также снизить его массогабаритные показатели приводит к тому, что при анализе его динамики необходимо учитывать упругие элементы в передачах. Как показано в гл. 1, это повышает порядок дифференциальных уравнений движения системы. Для упрощения рассмотрим динамику электропривода с упругими связями, построенного по системе подчиненного регулирования с переменным моментом инерции, который в анализируемом процессе не меняется.

Структурная схема электропривода представлена на рис. 2.22. В теории электропривода показано, что динамическая жесткость механической характеристики при статической настройке контура регулирования скорости может быть представлена в виде

$$\beta = \frac{\beta_e \frac{T_m}{a_c a_T T \mu}}{a_c a_T T \mu p + 1} = \frac{\beta_3}{T_3 p + 1},$$

где β_e — динамическая жесткость естественной механической характеристики двигателя; β_3 — электромеханическая жесткость, что и позволило упростить структурную схему унифицированной структуры электропривода.

Двухмассовую систему можно охарактеризовать двумя параметрами: частотой свободных колебаний

$$\Omega_{12} = \sqrt{c_{12} (J_1 + J_2) / (J_1 J_2)},$$

здесь c_{12} — коэффициент упругости, и коэффициентом соотношения моментов инерции

$$\gamma = (J_1 + J_2) / J_1.$$

Электромеханическую постоянную времени двигателя обозначим
 $T_{M1} = J_1/\beta_3$.

По структурной схеме можно получить характеристическое уравнение

$$T_3 J_1 J_2 p^4 + J_1 J_2 p^3 + (T_3 c_{12} J_1 + T_3 c_{12} J_2 + \beta_2) p^2 + (c_{12} J_1 + c_{12} J_2) p + c_{12} \beta = 0,$$

которое с учетом принятых обозначений может быть записано в виде [8]

$$\frac{\gamma T_{M1} T_3}{\Omega_{12}^2} p^4 + \frac{\gamma T_{M1}}{\Omega_{12}^2} p^3 + \gamma \left(T_3 T_M + \frac{1}{\Omega_{12}^2} \right) p^2 + \gamma T_{M1} p + 1 = 0. \quad (2.18)$$

Анализ этого выражения показывает, что электропривод способствует демпфированию колебаний, возникающих в механической части. Здесь отсутствуют чисто мнимые корни, которые были при рассмотрении механической части без учета электропривода. Корни (а следовательно, и демпфирование) зависят от параметров, входящих в характеристическое уравнение. В процессе работы ПР параметры T_{M1} и T_3 остаются неизменными, а γ и Ω_{12} могут изменяться в некоторых пределах за счет изменения момента инерции нагрузки y_2 . Параметры T_{M1} и T_3 можно выбирать при проектировании и наладке. Уравнение (2.18) позволяет найти оптимальные настроочные параметры, обеспечивающие в заданном диапазоне варьирования Ω_{12} и γ максимальное демпфирование колебаний, и соответственно снизить динамические нагрузки на механическую часть.

Возможность такого выбора параметров продемонстрируем при условии пренебрежения T_3 . В этом случае характеристическое уравнение упрощается:

$$\frac{\gamma T_{M1}}{\Omega_{12}^2} p^3 + \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 + \gamma T_{M1} p + 1 = 0. \quad (2.19)$$

Оно может быть нормировано, и анализ его может быть выполнен по диаграмме Вышнеградского (рис. 2.23). Коэффициенты Вышнеградского записываются в виде

$$A = \sqrt[3]{\gamma / (\Omega_{12}^2 T_{M1}^2)}; \quad B = \sqrt[3]{\gamma^2 \Omega_{12}^2 T_{M1}^2}.$$

Условие устойчивости $AB > 1$ приводит к $AB = \gamma > 1$. Оптимальным процессам соответствует $A = B$, уход с этой прямой в любую сторону ухудшает переходный процесс. Начиная с точки $A = B = 3$ ($\gamma = 9$) в системе возможны апериодические переходные процессы. Зависимость предельного демпфирования $\lambda = 2\pi a / \Omega$ [где a – действительная, а Ω – мнимая часть корней характеристического уравнения (2.19)] в системе от момента инерции нагрузки приведена на рис. 2.24, а. Эта зависимость показывает, что при малых соотношениях инерционных масс получить в

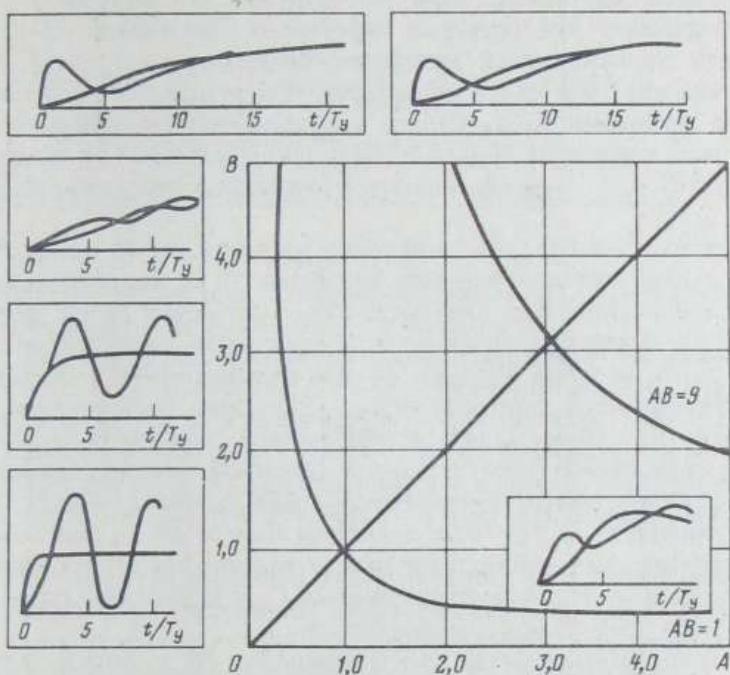


Рис. 2.23. К выбору параметров электропривода с упругой связью

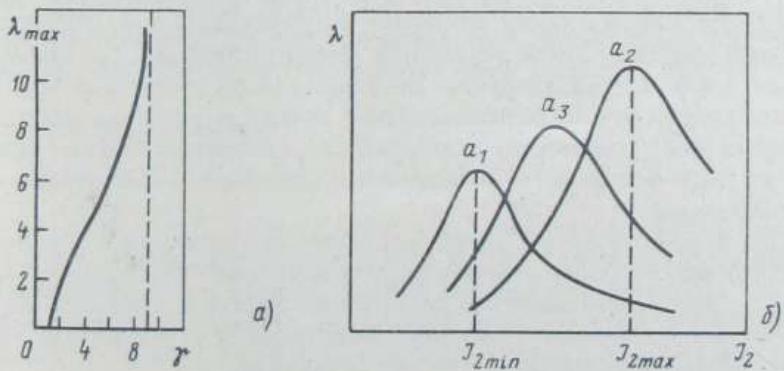


Рис. 2.24. К оценке демпфирующих свойств электропривода

системе приемлемое демпфирование невозможно. Выбрать коэффициенты a_c и a_t , обеспечивающие максимум демпфирования при заданном диапазоне изменения γ и Ω_{12} , можно по (2.18) с учетом выражения динамической жесткости. Если оказывается, что получить приемлемое демпфирование при реальных параметрах невозможно, то необходимо вводить дополнительные коэффициенты обратные связи. Например, введение обратной связи по производной от скорости исполнительного органа эквивалентно увеличению коэффициента соотношения инерционных масс, а введение обратной связи по производной от скорости двигателя, наоборот, — уменьшению коэффициента соотношения инерционных масс.

Поскольку в ПР момент инерции нагрузки J_2 не остается постоянным, а изменяется в процессе движения, то и демпфирующая способность электропривода при постоянной настройке будет меняться. На рис. 2.24, б показаны зависимости изменения демпфирующей способности λ от момента инерции J_2 при фиксированных настройках a_1 и a_2 . Поэтому для электропривода с упругими связями, для которого важным фактором является обеспечение максимально возможного демпфирования во всем диапазоне изменения момента инерции нагрузки, настройка, обеспечивающая максимум демпфирующей способности электропривода на границах диапазона изменения J_2 , неподходяща. Предпочтительнее выбирать настройку типа a_3 , при которой максимум λ находится внутри диапазона изменения J_2 , а на границах диапазона обеспечивается приемлемое демпфирование.

Динамические свойства электроприводов ПР в значительной степени зависят от момента инерции механизма, который может изменяться в широких пределах, часто заранее непредсказуемым образом. Для обеспечения инвариантности динамических свойств электропривода к изменению момента инерции применяют аддитивное управление. Возможны два вида адаптации: параметрическая и сигнальная. При параметрической адаптации осуществляют изменение коэффициента $K_{p,c}$ регулятора скорости в зависимости от изменения момента инерции. Сигнальная адаптация предполагает введение дополнительного сигнала в контур скорости, зависящего от рассогласования между расчетным и реальным значениями контролируемой величины. Рассмотренные методы адаптации могут быть реализованы в системах с аддитивным наблюдателем и эталонной моделью.

При параметрической адаптации регулятор скорости в системе подчиненного регулирования компенсирует механическую постоянную времени T_m . Для обеспечения инвариантности динамических свойств в этом случае целесообразно проводить перенастройку регулятора скорости пропорционально изменению момента инерции.

Информацию о текущем значении момента инерции можно либо получать расчетным путем, зная конфигурацию ПР, либо оценить с помощью аддитивного наблюдателя. В [16] рассматривается система, использую-

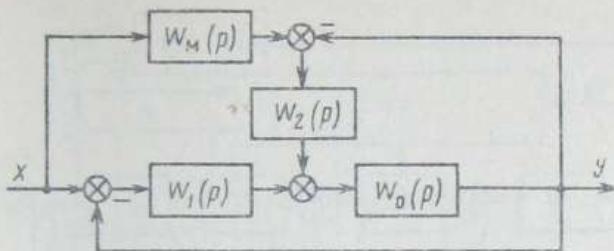


Рис. 2.25. Структурная схема электропривода с эталонной моделью

щая адаптивный наблюдатель, который оценивает величину $1/J_{\Sigma}$ по известным мгновенным значениям тока i и скорости ω .

В [16] доказывается, что такая система асимптотически устойчива. Если регулятор скорости не насыщен при работе, то система будет обладать инвариантными к изменению момента инерции свойствами в контуре скорости и положения. Однако она не позволяет обеспечивать инвариантность динамических свойств при движении по нескольким координатам одновременно, так как при этом изменяются сами уравнения движения.

На рис. 2.25 представлена схема электропривода с эталонной моделью. Передаточную функцию эталонной модели выбирают, исходя из желаемого переходного процесса. Для электропривода ПР целесообразно выбирать передаточную функцию второго порядка, например вида

$$W_m(p) = \frac{K_m}{4T^2 p^2 + 4Tp + 1},$$

обеспечивающую плавный переходной процесс без перерегулирования.

Переходный процесс, соответствующий этой передаточной функции, имеет апериодический характер. Передаточная функция всей системы

$$W(p) = \frac{W_1 W_0 + W_2 W_0 W_m}{1 + W_1 W_0 + W_2 W_0}.$$

Если $W_2(p) = K$ и $K \rightarrow \infty$, то $W(p) = W_m$, динамические процессы не зависят от W_0 , а полностью определяются $W_m(p)$. Однако надо заметить, что увеличение K может сделать систему и более колебательной. Теоретическим увеличением K можно превратить часть системы, описываемой передаточной функцией W_0 , в безынерционное звено, входной сигнал которого определяется выходом W_m , так как $K \gg |W_1|$. Реально эти системы хорошо работают только при небольших отклонениях параметров от расчетных, а W_m близка к расчетной функции реальной системы. Такая система обеспечивает адаптацию без изменения параметров коррек-

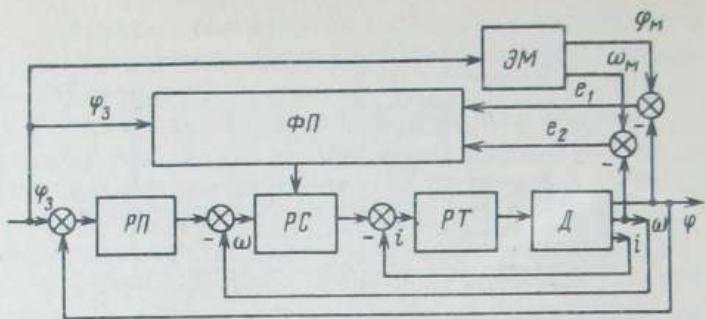


Рис. 2.26. Структурная схема электропривода с адаптивным регулятором скорости:

$\Phi П$ – функциональный преобразователь; $\mathcal{ЭМ}$ – эталонная модель; $РП$ – регулятор положения; $РС$ – регулятор скорости; $РТ$ – регулятор тока; $Д$ – двигатель с редуктором

тирующих звеньев и работает с постоянными коэффициентами, иногда ее называют системой с сигнальной адаптацией. На рис. 2.26 показана система, в которой по сигналам с эталонной модели и реального привода производится изменение параметров регулятора скорости. Алгоритм настройки, реализуемый функциональным преобразователем $\Phi П$, получен на основе теоремы оптимальной стабилизации акад. Н.Н. Красовского [17].

В связи с быстрым внедрением микропроцессоров для управления электроприводами координат ПР перспективным является создание системы управления на основе полных уравнений динамики манипулятора.

На вход регулятора тока в системе с подчиненным регулированием дополнительно подается сигнал, задача которого – скомпенсировать влияние сил инерции, изменяющихся в процессе работы, центробежных и кориолисовых сил. Трудоемким является расчет этих сил по известным параметрам движения всех координат одновременно, но в настоящее время осуществляется разработка упрощенных методов оценки этих сил.

2.6. Комплектные электроприводы постоянного тока для промышленных роботов

Наиболее распространенным отечественным ПР с электроприводом постоянного тока является робот АВТОВАЗ. Электропривод ПР представляет собой двухконтурную систему регулирования скорости, построенную по принципу подчиненного регулирования с внутренним контуром тока. Рассмотрим схемные решения основных регуляторов электропривода*.

* В рассматриваемых далее схемах сохранены обозначения элементов, используемые в заводских технических описаниях.

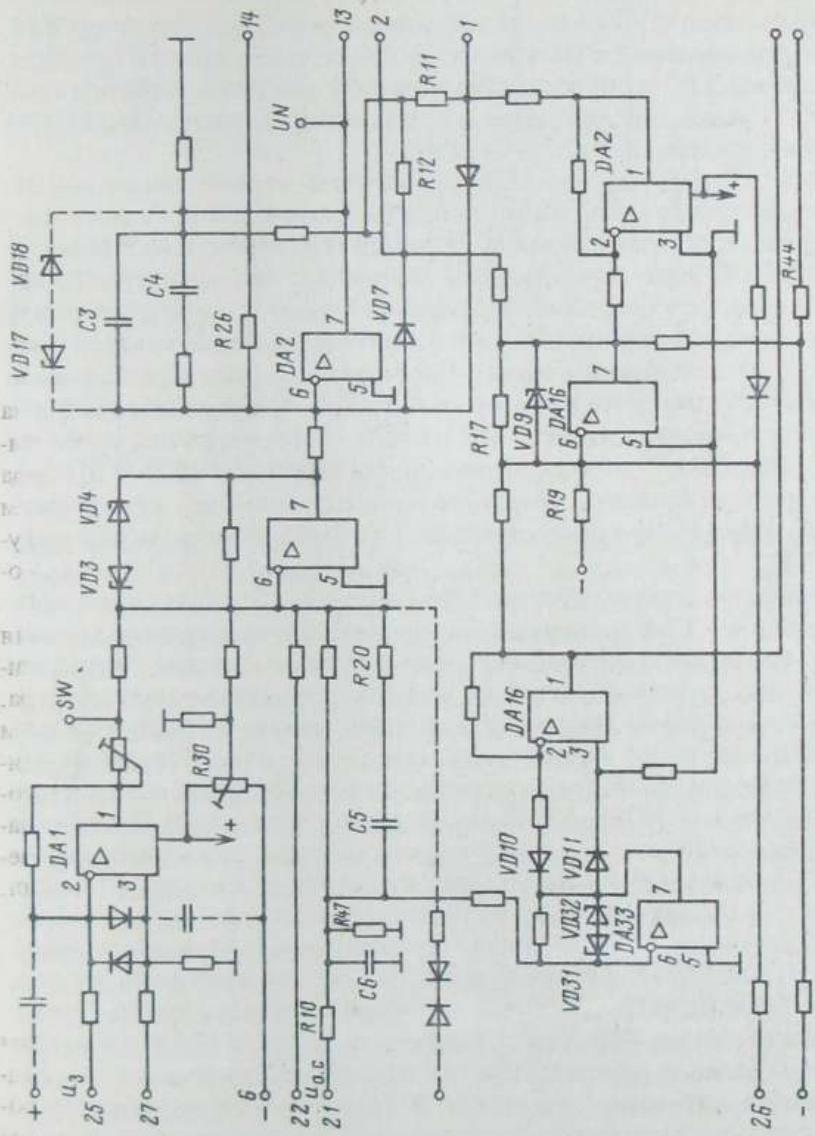


Рис. 2.27. Принципиальная схема регулятора скорости

Схема регулятора скорости (РС) показана на рис. 2.27. Регулятор скорости является пропорционально-интегральным. Напряжение задания u_3 , вырабатываемое системой программного управления, поступает на входы 2 и 3 усилителя $DA1$. Сигнал задания введен на контрольную точку SW . На вход 6 РС подается напряжение смещения с делителя $R30$, которым устанавливается нуль на входе при нулевом задании скорости. На этот же вход РС подается сигнал обратной связи по скорости с тахогенератора. Сигнал обратной связи по скорости предварительно фильтруется Г-образным фильтром $R10, C6, R47$.

Цепочка $C5, R20$ служит для ограничения перерегулирования по скорости, действие ее аналогично гибкой обратной связи. Разность сигналов задания и обратной связи по скорости ограничивается стабилитронами $VD3, VD4$. Этим ограничивается темп роста тока или второй производной по скорости, т.е. рывка. Этот сигнал подается на ход усилителя $DA2$, выходное напряжение которого является заданием контура тока и выведено на контрольную точку UN . Конденсаторы в обратной связи РС ($C3, C4$) шунтируются резистором $R26$ через время, достаточное для торможения привода, в момент отключения электропривода, чтобы исключить "натекание" сигнала на них. Стабилитроны $VD17, VD18$ выполняют роль защитного, аварийного токоограничения, ограничивая выходной сигнал РС при неисправностях в узле зависимого токоограничения (УЗТ).

В нормальном режиме пусковой бросок тока двигателя ограничивается с помощью УЗТ. Максимально допустимое значение тока высокомоментного двигателя изменяется в зависимости от частоты вращения. Следовательно, выходной сигнал РС должен ограничиваться значением, зависящим от скорости двигателя. Для этого сначала формируется сигнал, пропорциональный модулю скорости. Сигнал с тахогенератора подается на компаратор $DA33$, где ограничивается по максимальному уровню стабилитронами $VD31, VD32$. Напряжение с выхода $DA33$ подается на усилитель $DA16$, и с помощью соответственного включения диодов $VD10, VD11$ на прямом 3 и инверсном 2 входах $DA16$ на выходе 1 усилителя $DA16$ образуется сигнал, пропорциональный модулю скорости. Этот сигнал подается на вход УЗТ (вход 6 усилителя $DA16$). Сюда же через резистор $R19$ поступает напряжение -15 В. При скорости, равной нулю, на выходе 7 усилителя $DA16$ имеется положительное напряжение, ограниченное стабилитроном $VD9$. При определенном значении скорости ω_1 это напряжение начинает уменьшаться до значения u_1 (при $\omega = \omega_{\text{ном}}$).

Напряжение с выхода 7 усилителя $DA16$ инвертируется инвертором $DA2$. Зависимость напряжения на выходе УЗТ полностью соответствует зависимости допустимых значений максимального тока двигателя от скорости. Напряжение u_2 УЗТ определяется напряжением стабилизации $VD9$, наклон характеристики – резисторами $R19, R17$.

Напряжение УЗТ подается в диагональ моста, образованного $VD7, VD8, R11, R12$, в другую диагональ подается напряжение РС. В мо-

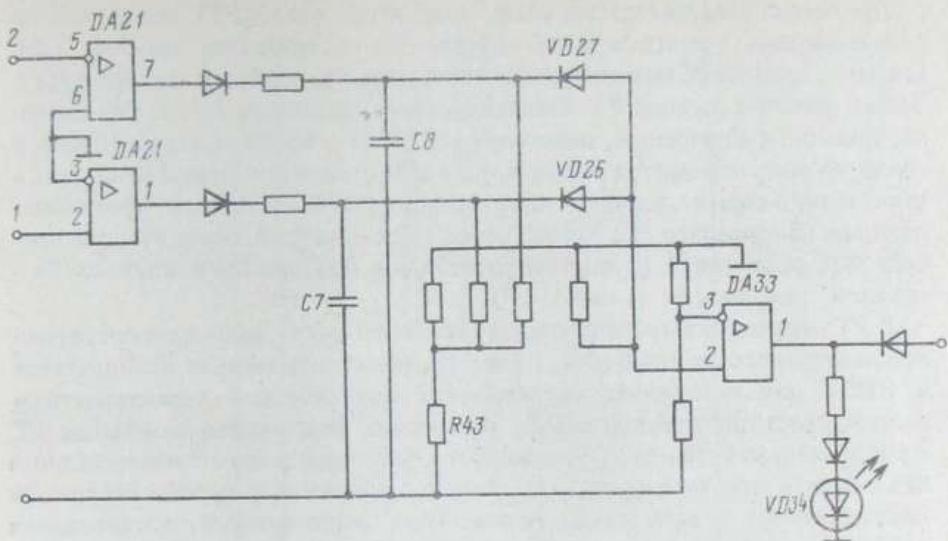


Рис. 2.28. Схема реле времени

мент равенства напряжений РС и УЗТ открывается диод VD_7 или VD_8 (в зависимости от полярности напряжения на выходе РС), и в обратную связь РС включается резистор R_{12} или R_{11} с малым сопротивлением, тем самым ограничивается напряжение на выходе РС.

Высокомоментный двигатель в режиме максимальных токов может находиться только короткий промежуток времени. Для контроля этого условия выполнено своеобразное реле времени на операционных усилителях DA_{21} , DA_{33} (рис. 28). В момент перед запуском двигателя и в режиме установившейся скорости на сдвоенный компаратор DA_{21} поступает напряжение с УЗТ, в результате конденсаторы C_7 , C_8 заряжаются положительным напряжением до определенного уровня, который регулируется сопротивлением резистора R_{43} . На вход 3 компаратора DA_{33} поступает отрицательное смещение, поэтому на выходе получаем отрицательное напряжение. Когда РС входит в режим точковой отсечки, в точках 1 и 2 напряжение становится равным нулю. Конденсаторы C_7 и C_8 разряжаются и на вход 2 компаратора DA_{33} через диоды VD_{27} , VD_{26} поступает отрицательный сигнал, на выходе DA_{33} появляется положительное напряжение. Таким образом, к выходу 7 элемента DA_{16} прикладывается через резистор R_{44} отрицательное напряжение -15 В, тем самым уменьшается напряжение УЗТ, подаваемое в цепь обратной связи РС (см. рис. 2.27). Следовательно, выход РС, а значит, и ток двигателя ограничиваются еще сильней до уровня, определяемого сопротивлением резистора R_{44} . В этот момент загорается сигнальный светоизлучающий диод VD_{34} . Установка времени регулируется с помощью конденсаторов C_8 , C_7 и резистора R_{43} .

Пропорционально-интегральный регулятор тока (РТ) выполнен на операционном усилителе DA7. Схема РТ представлена на рис. 2.29. Сигнал с выхода РС инвертируется инвертором и подается на вход 6 DA7. Затем сигнал с выхода РТ инвертируется инвертором DA15. Оба сигнала, прямой и инверсный, используются далее в СИФУ. Сигнал обратной связи по току снимается с шунта, установленного в якорной цепи двигателя, и подается на вход РТ через резистор R14, со знаком, противоположным напряжению РС. Конденсатор C4 в обратной связи РТ шунтируется при остановках двигателя резистором R24, чтобы исключить "натекания" напряжения на выходе РТ.

В РТ операционным усилителем DA15 (выход 1) формируется сигнал положительного смещения u_x . Этот сигнал в дальнейшем используется в СИФУ для устранения нелинейности механической характеристики в зоне прерывистого тока. При увеличении напряжения на выходе РТ и росте скорости сигнал u_x уменьшается до нуля. Таким образом, эллипсовидная область прерывистого тока аппроксимируется ромбом. Регулятор тока включает в себя также датчик тока, выполненный на сдвоенном компараторе DA1 и необходимый для работы логики переключения мостов "Вперед", "Назад" тиристорного преобразователя при раздельном управлении. Датчик снимает сигнал с шунта, расположенного в якорной цепи двигателя. Ток через шунт в зависимости от работающего комплекта преобразователя меняет свое направление. Поэтому, когда работает мост "Вперед" на выходе 11 – логический нуль, а на выходе 10 – логическая единица, при работе моста "Назад" – соответственно наоборот. При остановках привода на обоих выходах датчика тока 10 и 11 появляется логическая единица, что обеспечивается включением релейного элемента DA21. Элемент DA21 управляется сигналом с микропроцессора системы программного управления. С выхода РТ управляющий сигнал поступает на СИФУ.

Электроприводы унифицированные трехфазные серии ЭПУ1 предназначены для применения в станках с ЧПУ, в ПР и в других механизмах. Электроприводы охватывают исполнения приводов подач станков и ПР с длительными моментами: 1,7–170 Н·м (исполнения по току от 25 до 200 А). Многокоординатные электроприводы образуются набором однокоординатных электроприводов с добавлением в фазы блока регулирования коммутационных реакторов, исключающих взаимное влияние электроприводов при работе от общего трансформатора.

Кратность кратковременной (не более 0,2 с) перегрузки составляет 4–6. Во всех режимах работы среднеквадратичное значение момента двигателя не должно превышать его номинального значения.

Полоса пропускания частот замкнутого контура по скорости при амплитуде сигнала задания скорости 0,1 В не менее 35 Гц. Изменение угловой скорости при набросе и снятии нагрузки 0,5 $M_{\text{ном}}$ при скорости $\omega = 0,001 \omega_{\text{ном}}$ не превышает 100%, а время восстановления скорости не более 0,15 с.

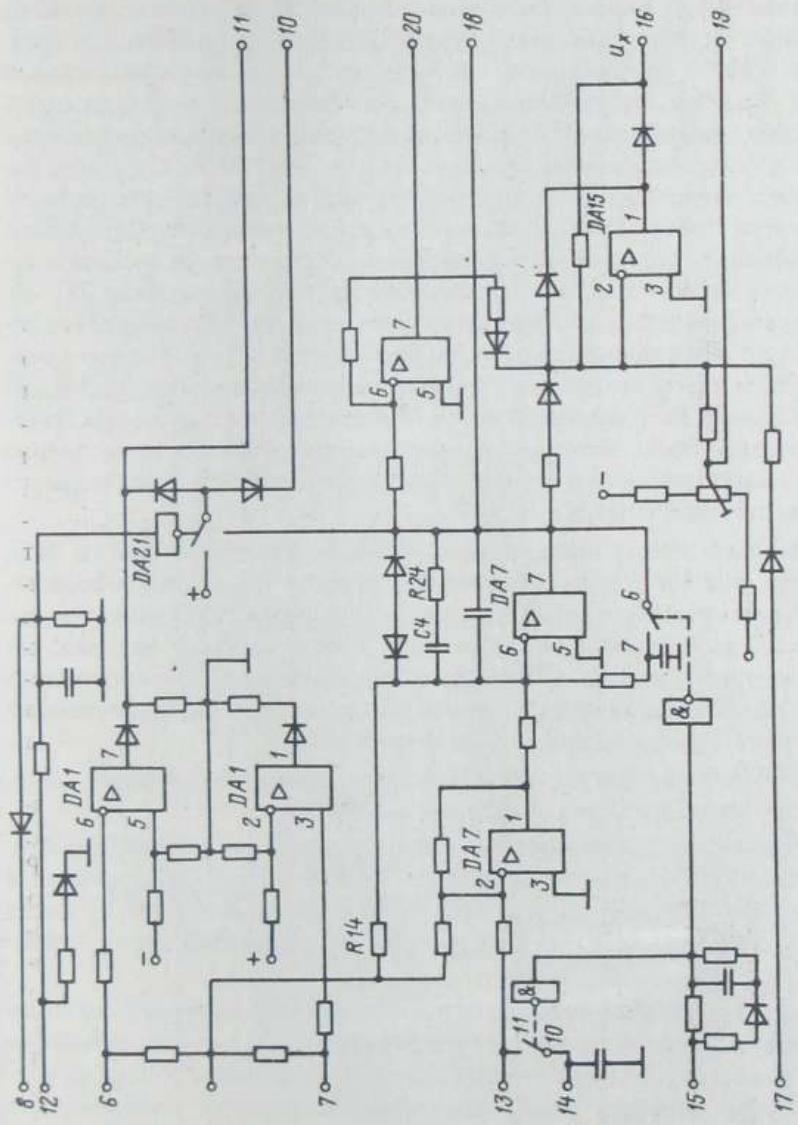


Рис. 2.29. Схема регулятора тока

Функциональная схема электропривода ЭПУ1 приведена на рис. 2.30. Привод выполнен с обратной связью по скорости. Система регулирования выполнена одноконтурной с пропорционально-интегральным регулятором скорости РС и обратной связью по току, снимаемой с датчика тока ДТ и подаваемой на вход управляющего органа УО через резистор R69.

Управление тиристорами преобразователя ТП осуществляется от трехканальной СИФУ, включающей в себя формирователи импульсов ФИ1–ФИ3. Для обеспечения постоянства коэффициента усиления системы в режимах непрерывного и прерывистого тока введены нелинейное звено НЗ и функциональный преобразователь ЭДС ФПЕ. Согласование реверсивного сигнала нелинейного звена с нереверсивной регулировочной характеристикой УО осуществляется переключатель характеристик ПХ, управляемый логическим устройством ЛУ, на один из входов каждого подается сигнал с датчика полярности ДП преобразователя ТП. Регулирование установки максимального тока привода обеспечивается резистором R22. Узел зависимого токоограничения УЗГ осуществляет снижение уставки токоограничения в функции скорости. Блок защит БЗ блокирует выход РС транзистором VT33 и снимает импульсы при срабатывании защит. Блок защиты устанавливается в исходное состояние кнопочным выключателем S1, а подготовка его к работе осуществляется кнопочным выключателем S2.

Комплектный электропривод типа КЕМЕК, разработанный в НРБ, предназначен для ПР с последовательной работой по степеням подвижности. В комплект электропривода входят трансформатор, защитный автоматический выключатель, блок логики и защиты, блок питания, регуляторы скорости и тока, СИФУ, блок синхронизации, формирователь импульсов, блок динамического токоограничения, силовой тиристорный блок, коммутатор и двигатели с тахогенераторами.

Привод комплектуется высокомоментными двигателями типа 1ПИ12, технические данные которых приведены в табл. 2.4.

В комплектном электроприводе используется тиристорный преобразователь типа 2РЕВ16, имеющий номинальный ток 20 А, максимальный ток (в течение 200 мс) 80 А, управляющее напряжение 10 В, массу 6,5 кг. Функциональная схема электропривода аналогична схеме, приведенной на рис. 2.30.

В рассматриваемом комплектном электроприводе использована классическая схема двухконтурного регулирования скорости с подчиненным контуром тока. Регуляторы тока и скорости интегрально-пропорциональные. Регулятор скорости имеет аддитивное изменение коэффициента усиления и постоянной времени в зависимости от скорости. Динамическое токоограничение осуществляется также в функции угловой скорости. Система импульсно-фазового управления построена на вертикальном принципе с использованием линейного опорного напряжения, состоит из трех идентичных каналов. Задающее напряжение от регулятора

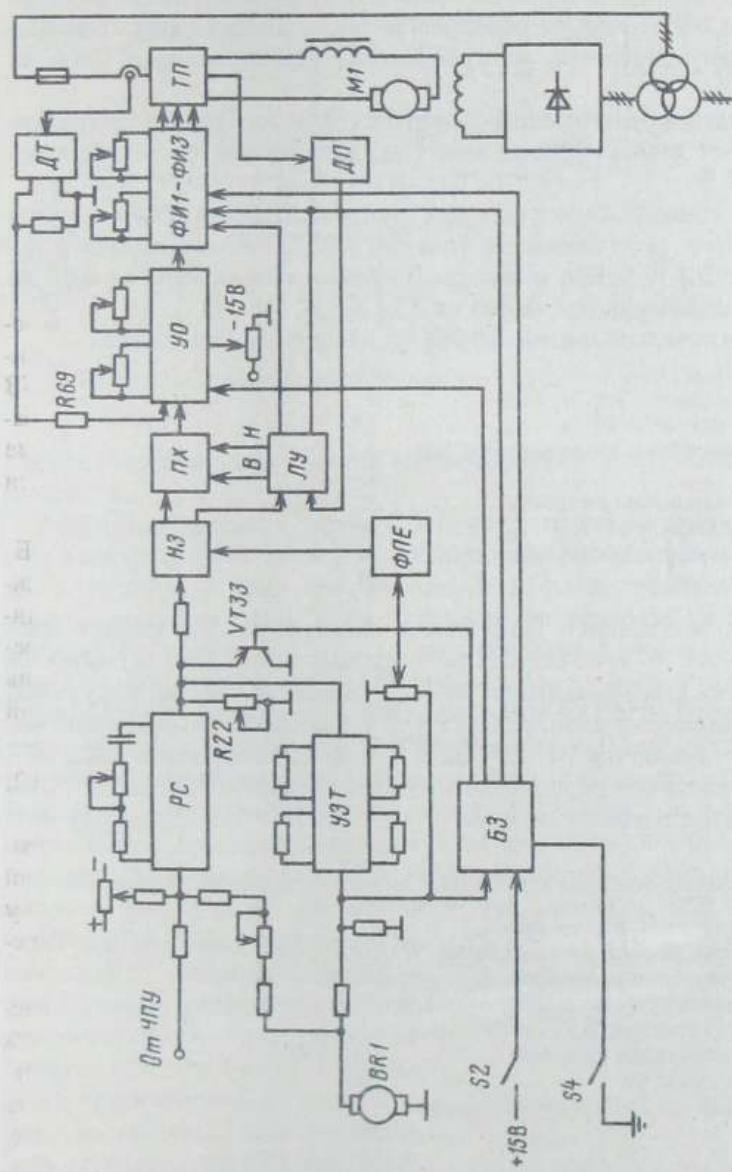


Рис. 2.30. Функциональная схема электропривода ЭТЛВ1

тока проходит через узел задания начального угла, который может регулироваться.

Плата логики осуществляет контроль за состоянием привода и защиту от аварийных режимов. В приводе предусмотрены следующие защиты: от отпадания фазы, от обрыва обратной связи по скорости, от превышения максимальной скорости, от превышения максимального тока, от перегрузок.

Перспективным в робототехнике является комплектный электропривод ЭШИМ1. Этот электропривод имеет два исполнения: кассетное и модульное.

В состав кассетного исполнения электропривода входят блок питания типа ВС9802, блок регулирования типа БС3001 и шесть двигателей постоянного тока ДП-Р11-Д09, имеющие номинальный момент от 0,06 до 0,216 Н·м и номинальный ток якоря от 2 до 5,5 А.

Основные технические данные ЭШИМ1 в кассетном исполнении:

Количество координат, шт., не более	6
Номинальный ток БС3001, А	4,8
Номинальное выходное напряжение БС3001, В	60
Диапазон регулирования скорости	1:10 000
Полоса пропускания, Гц	100
Масса шестикоординатной кассеты, кг	12
Объем кассеты, дм ³	20

В комплект модульного исполнения электропривода входят блок питания, от одного до трех блоков регулирования и один—три двигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов. Могут быть использованы дисковые электродвигатели серии ДПУ, номинальный момент которых изменяется от 0,57 до 3,5 Н·м при изменении тока от 7 до 11 А. Использование цилиндрических электродвигателей серии 4ДПУ обеспечивает перекрытие момента от 0,7 до 4,3 Н·м при изменении тока от 4,5 до 11 А.

Основные технические данные ЭШИМ модульного исполнения:

Количество координат, шт., не более	3
Номинальный ток блоков регулирования, А	16, 25, 40
Номинальный ток блоков питания, А	16, 40
Максимальное выходное напряжение блоков питания и регулирования, В	150, 220
Диапазон регулирования скорости	1:10 000
Полоса пропускания, Гц	100
Габаритные размеры блоков регулирования, мм	300×161×200— 355×161×250
Габаритные размеры блоков питания, мм	300×161×200— 355×161×200

Большинство схем электроприводов ПР строится по унифицированной структуре с подчиненным регулированием координат, в которую

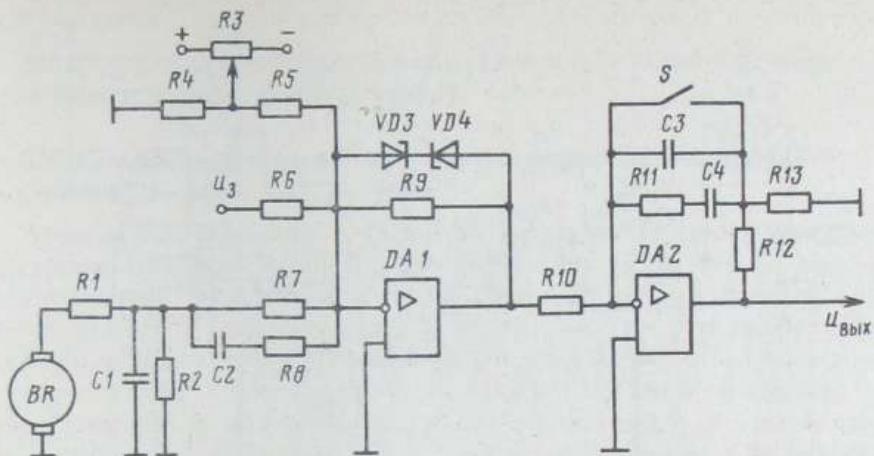


Рис. 2.31. Схема пропорционально-интегрального регулятора скорости

входят типовые узлы: регуляторы скорости и тока, ограничители координат и т.д.

Регулятор скорости для повышения статической точности регулирования выполняется чаще всего пропорционально-интегральным. Схема такого регулятора приведена на рис. 2.31. Он построен на двух операционных усилителях $DA1$ и $DA2$. Задание на скорость (инверсный сигнал регулятора положения или микропроцессора) подается на вход $DA1$ через резистор $R6$. Сигнал обратной связи по скорости снимается с тахогенератора, фильтруется фильтром $R1C1R2$ и подается на вход $DA1$ через резистор $R7$. Цепочка $C2R8$ обеспечивает введение дополнительной гибкой обратной связи по скорости, в результате чего улучшаются динамические показатели системы. Делитель $R3R4R5$ служит для задания смещения, с его помощью выставляется "нуль" скорости при нулевом задании. Стабилитроны $VD3$ и $VD4$ ограничивают темп нарастания тока, вторую производную по скорости, т.е. рывок. С выхода $DA1$ сигнал подается на вход $DA2$ через резистор $R10$. Заданная передаточная функция регулятора скорости обеспечивается выбором параметров $C3R10$ и $C4R11$. Емкости в обратной связи $DA2$ через время, достаточное для торможения, шунтируются контактами S .

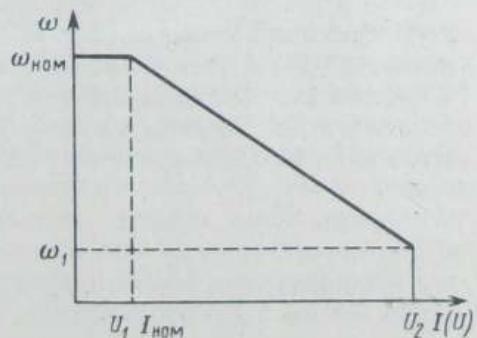


Рис. 2.32. Зависимость допустимого тока двигателя от скорости

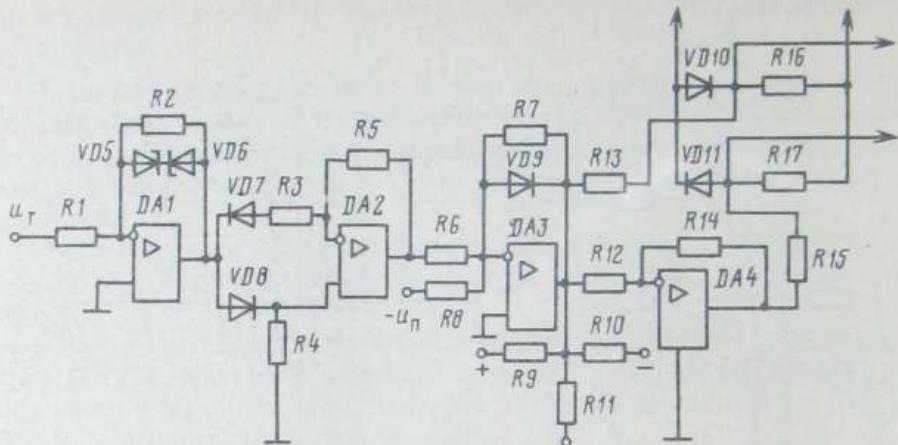


Рис. 2.33. Схема узла зависимого токоограничения

При использовании высокомоментных двигателей необходимо обеспечить ограничение токов, зависящее от скорости. Для того чтобы не произошло размагничивания постоянных магнитов, ограничение тока должно соответствовать кривой, изображенной на рис. 2.32. Следовательно, напряжение на выходе регулятора скорости должно изменяться в пределах от U_1 до U_2 в зависимости от скорости двигателя. Схема узла зависимого токоограничения приведена на рис. 2.33. Сигнал с тахогенератора подается на $DA1$, где ограничивается по уровню стабилитронами $VD5$ и $VD6$. С выхода $DA1$ напряжение подается на $DA2$, и за счет соответствующего включения диодов на выходе микросхемы появляется напряжение, пропорциональное модулю скорости. Этот сигнал подается на вход $DA3$, сюда же поступает напряжение $-U_n$. При скорости, равной нулю, на выходе $DA3$ появляется напряжение, ограниченное стабилитроном $VD9$. Начиная с определенного значения скорости ω_1 это напряжение уменьшается до значения U_1 ($\omega = \omega_{\text{ном}}$). Это напряжение инвертируется инвертором $DA4$. Напряжение с выхода узла зависимого токоограничения подается в диагональ моста, образованного $VD10$, $VD11$, $R16$, $R17$, а в другую диагональ подается напряжение с выхода РС. В момент равенства напряжений РС и узла зависимого токоограничения открывается диод $VD10$ или $VD11$ (в зависимости от полярности на выходе РС) и в обратную связь РС включается резистор $R16$ или $R17$, тем самым ограничивается входное напряжение РС, являющееся задающим для контура тока.

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРОМЫШЛЕННЫХ РОБОТОВ С АСИНХРОННЫМИ И СИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

3.1. Асинхронные и синхронные двигатели для промышленных роботов

Электрические машины постоянного тока имеют существенный недостаток, ограничивающий их применение для ПР, а именно щеточно-коллекторный узел, через который проходит основной поток мощности. Известно, что в процессе эксплуатации этот узел требует регулярного ухода, а если учесть, что на ПР установлено несколько двигателей, а в цехе – несколько ПР, то набегает большой объем работ по обслуживанию и ремонту. Искрение, возникающее на коллекторе, не позволяет использовать ПР с такими двигателями в пожароопасных местах, например на участке покраски. Щеточно-коллекторный узел к тому же ограничивает максимальное значение тока, т.е. момент и соответственно быстродействие. Наличие этого узла ухудшает также массогабаритные показатели электрической машины, а следовательно, динамические показатели ПР. Все это привело к необходимости разработки для ПР электроприводов переменного тока.

Наиболее простым, дешевым и надежным двигателем переменного тока является асинхронный двигатель (АД). Промышленностью выпускаются двухфазные и трехфазные АД. В двухфазных АД магнитное поле статора создается двумя обмотками, сдвинутыми в пространстве относительно друг друга на 90° , а в трехфазных АД – тремя обмотками, сдвинутыми относительно друг друга на 120° . Соответственно питание этих АД осуществляется от двухфазных или трехфазных преобразователей частоты.

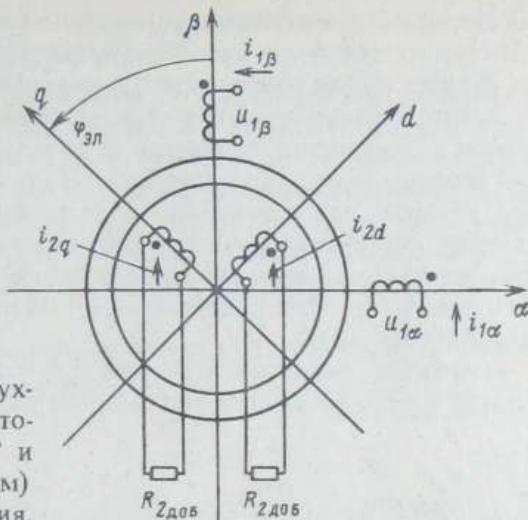
Массовой серией на сегодняшний день является серия 4А трехфазных АД с короткозамкнутым ротором, рассчитанных на частоту питания 50 Гц (табл. 3.1).

Для уменьшения момента инерции АД изготавливают с полым немагнитным ротором. Статор такого АД ничем не отличается от статора АД общего назначения. Внутри немагнитного стакана аналогично машине постоянного тока с полым немагнитным якорем (см. § 2.1) расположен внутренний статор, который также служит для уменьшения магнитного сопротивления на пути основного магнитного потока. Недостатком этого АД является наличие двойного зазора, что приводит к возрастанию тока намагничивания и снижению коэффициента мощности. Уменьшить немагнитный зазор можно путем использования полого ферромагнитного ротора. В этом случае отпадает необходимость во внутреннем статоре, поскольку поток замыкается по ротору, но, чтобы он не насыщался, его изготавливают более толстым, что приводит к увеличению момента инерции. В СССР выпускаются АД с полым немагнитным ротором серий АДП и ДИД.

Таблица 3.1

Тип двигателя	Мощность, кВт	Скорь-жениее, %	КПД, %	$\cos \varphi$	Число пар по-лосов	I_p	Габаритные размеры		Момент инерции, 10^{-4} кг·м ²	Масса, кг
						$I_{ном}$	Длина, мм	Диаметр, мм		
4AA502У3	0,09	8,6	60	0,7	1	5	176	112	0,98	3,3
4AA50B2У3	0,12	9,7	63	0,7	1	5	176	112	1,07	3,3
4AA56A2У3	0,18	8	66	0,76	1	5	194	128	16,6	4,5
4AA56B2У3	0,25	8	68	0,77	1	5	194	128	18,6	4,5
4A63A2У3	0,37	8,3	70	0,86	1	5	216	138	30,5	6,3
4A63B2У3	0,55	8,5	73	0,86	1	5	216	138	36	6,3
4A71A2У3	0,75	5,3	77	0,87	1	5,5	285	170	39	15,1
4A71B2У3	1,1	6,3	77,5	0,87	1	5,5	285	170	42	15,1
4A80A2У3	1,5	5	81	0,85	1	6,5	300	186	73	17,5
4A80B2У3	2,2	5	83	0,87	1	6,5	320	186	85	20
4A902У3	3	5,4	84,5	0,88	1	6,5	350	208	141	28,7
4A1002У3	4	4	86,5	0,89	1	7,5	365	235	237	36
4A1002У3	5,5	4	87,5	0,91	1	7,5	395	235	300	42
4AA50A4У3	0,06	8,1	50	0,6	2	5	176	112	1,15	3,3
4AA50B4У3	0,09	8,6	55	0,6	2	5	176	112	1,3	3,3
4AA56A4У3	0,12	8	63	0,66	2	5	194	128	28	4,5
4AA56B4У3	0,18	8,7	64	0,64	2	5	194	128	31,5	4,5
4AA63A4У3	0,25	8	68	0,65	2	5	216	138	49,5	6,3
4AA63B4У3	0,37	9	68	0,69	2	5	216	138	55	6,3
4A71AУ3	0,55	8,7	70,5	0,7	2	4,5	285	170	52	15,1
4A71B4У3	0,75	8,7	72	0,73	2	4,5	285	170	57	15,1
4A80A423	1,1	6,7	75	0,81	2	5	300	186	129	17,5
4A80B4У3	1,5	6,7	77	0,83	2	5	320	186	133	20
4A04У3	2,2	5,4	80	0,83	2	6	350	208	224	28,7
4A1004У3	3	5,3	82	0,83	2	6,5	365	235	347	36
4A1004У3	4	5,3	84	0,84	2	6	395	235	450	42
4A112M4У3	5,5	5	85,5	0,84	2	7	452	260	700	56

Рис. 3.1. Двухфазная обобщенная модель асинхронного двигателя



Принцип действия АД (двухфазных и трехфазных с ротором типа "беличьей клетки" и полым немагнитным ротором) одинаков, поэтому и уравнения, описывающие поведение АД, одинаковы.

Как известно из теории электрических машин [8], любая многофазная, в том числе и трехфазная, электрическая машина может быть приведена к эквивалентной обобщенной двухфазной. В настоящее время для описания поведения электрических машин переменного тока используют двухфазную модель, что обеспечивает общность рассмотрения машин с любым числом фаз. Кроме того, такая двухфазная модель удобна для построения системы управления. Приведение параметров многофазной машины к двухфазной модели осуществляется на основе равенства мощностей реальной машины и модели.

Применительно к трехфазной машине указанное выше преобразование любой реальной переменной (тока, напряжения и т.д.) осуществляется по формулам

$$\left. \begin{aligned} X_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(X_A - \frac{1}{2} X_B - \frac{1}{2} X_C \right); \\ X_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}} (X_B - X_C), \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где X_α , X_β — переменные эквивалентной двухфазной модели; X_A , X_B , X_C — переменные реальной электрической машины.

Схема двухфазной модели АД показана на рис. 3.1. Уравнения динамики, описывающие поведение асинхронного электромеханического преобразователя энергии, могут быть записаны в различных системах координат. Естественно, что при одинаковых динамических свойствах громоздкость записи фактически одних и тех же уравнений будет зависеть от правильности выбора системы координат. Для записи урав-

нений асинхронного электромеханического преобразователя энергии чаще всего выбирают оси XY , вращающиеся совместно с полем статора. В этом случае напряжения (токи), приложенные к обмоткам статора и изменяющиеся во времени по гармоническим законам, преобразуются в постоянные величины. В общем случае уравнения электрической машины могут быть записаны также в осях, связанных со статором или ротором или вращающихся с произвольной скоростью. Переход от одной системы координат к другой можно рассматривать как проекцию реальных величин на оси другой системы. Преобразования реальных величин к вращающимся могут быть получены по формулам нахождения проекций.

Уравнения асинхронного электромеханического преобразователя энергии в осях XY записываются в виде [8]

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x} R_1 + \frac{d\Psi_{1x}}{dt} - \Psi_{1y} \omega_{0\text{эл}}; \\ u_{1y} &= i_{1y} R_1 + \frac{d\Psi_{1y}}{dt} + \Psi_{1x} \omega_{0\text{эл}}; \\ 0 &= i_{2x} R_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - \Psi_{2y} (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}); \\ 0 &= i_{2y} R_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + \Psi_{2x} (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}); \\ \Psi_{1x} &= i_{1x} L_1 + i_{2x} L_{12}; \\ \Psi_{1y} &= i_{1y} L_1 + i_{2y} L_{12}; \\ \Psi_{2x} &= i_{1x} L_{12} + i_{2x} L_2; \\ \Psi_{2y} &= i_{1y} L_{12} + i_{2y} L_2; \\ M &= \frac{3}{2} p_{\text{n}} L_{12} (i_{1y} i_{2x} - i_{1x} i_{2y}), \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

где u_{1x} , u_{1y} — проекции напряжения статора на оси OX и OY ; i_{1x} , i_{1y} и i_{2x} , i_{2y} — проекции токов статора и ротора на оси OX и OY ; Ψ_{1x} , Ψ_{1y} и Ψ_{2x} , Ψ_{2y} — проекции потокосцеплений статора и ротора на оси OX и OY ; R_1 , R_2 — активные сопротивления статора и ротора; L_1 , L_2 — собственная индуктивность цепи статора и ротора; L_{12} — взаимная индуктивность статора и ротора; $\omega_{0\text{эл}}$, $\omega_{\text{эл}}$ — электрические скорости поля статора и ротора; p_{n} — число пар полюсов; M — момент АД.

Электрическая скорость $\omega_{эл}$ связана с механической ω соотношением $\omega_{эл} = p_n \omega_0$, где ω_0 — синхронная скорость.

Система уравнений (3.2) охватывает все практически используемые режимы работы асинхронного привода. Уравнения, соответствующие конкретному режиму работы, получаются из (3.2) при наложении определенных условий. Так, широко используемое частотно-токовое управление [12] получается путем замены в (3.2) первых двух уравнений системы на тождества $i_{1x} = I_1$, $i_{1y} = I_2$. Статический режим работы АД может быть получен из (3.2) путем приравнивания всех производных нулю.

Статическая механическая характеристика АД нелинейна и может быть описана выражением

$$M = \frac{2M_{kp}(1 + as_{kp})}{s/s_{kp} + s_{kp}/s + 2as_{kp}}, \quad (3.3)$$

где M_{kp} — критический момент АД; s_{kp} — критическое скольжение, соответствующее M_{kp} ; $a = R_1/R_2$.

Скольжение АД связано со скоростью соотношением

$$s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0.$$

При малых значениях a механическая характеристика АД с большой степенью точности выражается так:

$$M = \frac{2M_{kp}}{s/s_{kp} + s_{kp}/s} \quad (3.4)$$

Таким образом, статическая механическая характеристика АД определяется двумя величинами: M_{kp} и s_{kp} , которые в свою очередь зависят от параметров АД. Так, при питании АД от источника напряжения критический момент связан с параметрами, приводимыми в каталогах, следующим соотношением:

$$M_{kp} = \frac{3U_\Phi^2}{2\omega_0(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_K^2})}, \quad (3.5)$$

где $X_K = X_1 + X_2'$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания; $X_1 = (L_1 - L_{12})\omega_0 p_n$ — индуктивное сопротивление рассеяния цепи статора; $X_2 = (L_2 - L_{12})\omega_0 p_n$ — индуктивное сопротивление рассеяния цепи ротора; $X_2' = X_2 k_e^2$ — приведенное в цепь статора индуктивное сопротивление цепи ротора; k_e — коэффициент трансформации, значение которого приводится в каталогах; U_Φ — фазное напряжение статора.

Критическое скольжение определяется следующим выражением:

$$s_{kp} = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}, \quad (3.6)$$

где $R'_2 = R_2 k_e^2$ – приведенное сопротивление роторной цепи.

При питании АД от источника тока для статической характеристики справедлива та же зависимость (3.4), изменяются лишь значения критического момента и критического скольжения. Критический момент трехфазного АД при питании от источника тока может быть определен по формуле [8]

$$M_{kp} = \frac{3I_1^2 X_\mu^2}{2\omega_0(X_\mu + X'_2)}, \quad (3.7)$$

а соответствующее ему критическое скольжение

$$s_{kp} = \pm R'_2 / (X_\mu + X'_2); \quad (3.8)$$

здесь $X_\mu = \omega_0 z_{pl} L_{12}$ – индуктивное сопротивление контура намагничивания; I_1 – действующее значение тока фазы АД.

На рис. 3.2 показаны статические характеристики АД при питании его от источников напряжения и тока. Режимы подобраны таким образом, чтобы критический момент оставался неизменным. Сравнение этих характеристик показывает, что при питании от источника тока механическая характеристика (кривая 2) имеет более высокую жесткость на рабочем участке и при этом меньший пусковой момент. Объясняется это тем, что при питании АД от источника тока при изменении скорости изменяется основной поток машины, а при питании АД от источника напряжения (кривая 1) он практически не изменяется. Однако,

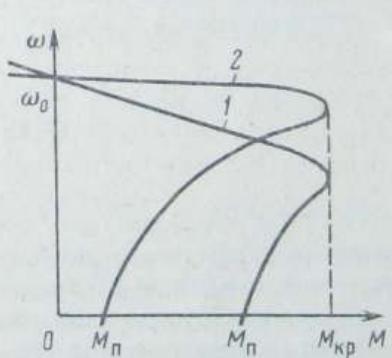


Рис. 3.2. Механические характеристики АД:

1 – питание АД от источника напряжения; 2 – то же от источника тока

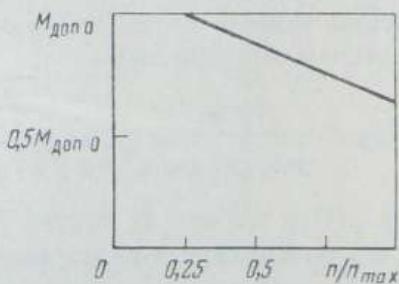
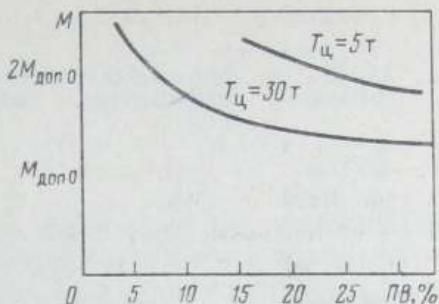


Рис. 3.3. Зависимость допустимой нагрузки от скорости

Рис. 3.4. Зависимость допустимой нагрузки от продолжительности включения



как показано выше, электроприводы ПР все время работают в динамических режимах. В цикле работы статические установившиеся режимы практически отсутствуют, поэтому при анализе работы АД в электроприводе ПР необходимо пользоваться системой уравнений (3.1).

Допустимая нагрузка АД зависит от режима работы и способа управления. Так, при частотном регулировании скорости с ростом частоты возрастают потери в стали, и, следовательно, необходимо снижать нагрузку на валу двигателя. Примерная зависимость допустимой нагрузки от скорости (частоты вращения n) для АД серии 4А показана на рис. 3.3. Как правило, электроприводы ПР работают в повторно-кратковременном режиме работы (S3). Допустимая нагрузка в этом случае зависит от продолжительности включения, определяемой как отношение времени работы t_p ко времени цикла $t_{\text{ц}}$, выраженное в процентах:

$$\text{ПВ} = \frac{t_p}{t_{\text{ц}}} \cdot 100 \%,$$

а также от времени цикла. Зависимость допустимой нагрузки от ПВ и времени цикла показана на рис. 3.4. За базисное значение здесь принято длительно допустимый момент $M_{\text{доп 0}}$ при частоте вращения, равной нулю. Приведенные зависимости допустимой нагрузки определяют необходимые защиты электропривода.

Синхронный двигатель (СД) конструктивно отличается от АД только устройством ротора. Статор не имеет отличий. В зависимости от конструкции ротора СД подразделяются на СД активного и пассивного типов. Роторы активного типа имеют либо электромагнитное возбуждение, либо постоянные магниты. Синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением в электроприводе ПР не применяются из-за сложности организации их возбуждения и наличия скользящего контакта. Конструктивное сходство СД и АД и обусловило создание на базе АД серии 4А синхронных машин типа 4СХ2П. Эти СД имеют обычную конструкцию, ротор содержит тангенциально намагниченные постоянные магниты из феррита бария или феррита стронция. Двигате-

Таблица 3.2

Тип двигателя	Допустимый момент нагрузки, Н·м	Частота вращения, об/мин	Ток статора, А	ЭДС, В
4СХ2П90	13	1500	4,3	125
4СХ2П100	21	1500	10	110
4С2П112	35	1500	12	115
Сопротивление статора, Ом	Момент инерции ротора, кг·м ²	Габаритные размеры, мм	Масса, кг	
1,6	0,8	253×446×200	33	
0,71	1,4	253×477×208	39	
0,82	3	310×518×240	60	

ли предназначены для питания их от преобразователей частоты с широтно-импульсным регулированием напряжения. Они снабжены встроенным фотоэлектрическим датчиком угла поворота и положения ротора, тахогенератором типа ТП80-20-02 и электромагнитным тормозом типа НЗТБ11 или НЗТБ12. Диапазон изменения частоты вращения СД от 0,1 до 1500 об/мин. Номинальный режим работы продолжительный (S1), с ростом частоты вращения допустимая нагрузка снижается. В табл. 3.2 приведены основные технические данные этих СД. Допустимый момент в табл. 3.2 приведен для частоты вращения 0,1 об/мин. При частоте вращения 1500 об/мин СД может работать с нагрузкой, равной половине допустимого момента, в течение 1 мин.

Поскольку конструкция СД близка к конструкции АД, то для описания его динамики можно воспользоваться системой уравнений (3.2), введя соответствующие корректизы. Так как ротор СД возбужден, то напряжения, приложенные к обмоткам ротора, не равны нулю, а жестко связаны с положением ротора. В осях XY они будут являться функцией угла рассогласования между полем статора и положением ротора $\theta_{\text{эл}}$. Однако на практике уравнения динамики СД чаще всего записывают в осях d, q , связанных с ротором [12], поскольку эта запись проще:

$$\left. \begin{aligned}
 u_1 \sin \theta_{\text{эл}} &= R_1 i_{1d} + \frac{d \Psi_{1d}}{dt} - \omega_{\text{эл}} \Psi_{1q}; \\
 -u_1 \cos \theta_{\text{эл}} &= R_1 i_{1q} + \frac{d \Psi_{1q}}{dt} + \omega_{\text{эл}} \Psi_{1d}; \\
 u_{2d} &= R_B i_{2d} + \frac{d \Psi_{2d}}{dt};
 \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

$$\left. \begin{aligned} M &= p_{\text{п}} (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}) = p_{\text{п}} L_{12} i_{1q} i_{2d}; \\ \Psi_{1d} &= L_{1d} i_{1d} + L_{12} i_{2d}; \\ \Psi_{1q} &= L_{1q} i_{1q}; \\ \Psi_{2d} &= i_{2d} L_2 + L_{12} i_{1d}. \end{aligned} \right\}$$

Анализ (3.9) показывает, что в СД существуют две составляющие электромагнитного момента: активная, обусловленная взаимодействием вращающегося поля статора с полем возбуждения ротора, и реактивная, вызванная несимметричностью магнитной цепи (в общем случае $X_{1q} \neq X_{1d}$). Активная составляющая момента стремится привести ротор в такое положение, когда его поле будет находиться соосно с полем статора. Реактивная составляющая момента стремится установить ротор в положение минимального магнитного сопротивления на пути потока СД. Реактивный момент не зависит от наличия возбуждения на роторе. В свою очередь каждую из этих составляющих можно разделить на две части: зависящую от углового положения ротора и зависящую от скорости. Активная составляющая, зависящая от углового положения, обусловлена взаимодействием полей статора и ротора и определяет работу СД в зависимости от нагрузки либо в режиме рекуперативного торможения, либо в двигательном. Выражение для момента в этом случае записывается в виде

$$M_{a1} = \frac{3U_1\Phi E}{\omega_0} \left[\frac{X_{1q}(2R_1X_{1d} - R_1X_{1q} + X_qX_d)}{(X_qX_d + R_1^2)^2} \sin \theta_{\text{зл}} + \right. \\ \left. + \frac{R_1(2X_q^2 - X_dX_q + R_1^2)}{(X_qX_d + R_1^2)^2} \cos \theta_{\text{зл}} \right]. \quad (3.10)$$

Вращающийся возбужденный ротор наводит в обмотках статора ЭДС, которая пропорциональна скорости. Под воздействием этой ЭДС в цепи статора, имеющей активное сопротивление R_1 , будет протекать ток, обуславливающий работу СД в режиме динамического торможения на это сопротивление и вызывающий активную составляющую момента, зависящую от скорости:

$$M_{a2} = -\frac{3E^2}{\omega_0} \frac{R_1(X_{1q}^2 + R_1^2)}{(X_qX_d + R_1^2)^2}. \quad (3.11)$$

Реактивная составляющая момента, зависящая от углового положения,

$$M_{p1} = \frac{3U_1^2\Phi}{2\omega_0} \frac{(X_d - X_q)}{(X_dX_q + R_1^2)^2} [(X_qX_d - R_1^2) \sin 2\theta_{\text{зл}} +$$

$$+ R_1 (X_q + X_d) \cos 2\theta_{\text{эл}}] . \quad (3.12)$$

Реактивная составляющая момента, зависящая от скорости, обусловлена токами, протекающими в обмотках статора под воздействием ЭДС, наводимых за счет модуляции магнитной проводимости:

$$M_{p2} = - \frac{3 U_1^2 \Phi}{2 \omega_0} \frac{(R_1 (X_d - X_q))^2}{(X_d X_q + R_1^2)^2} . \quad (3.13)$$

Следует отметить, что составляющие, зависящие от скорости, всегда являются тормозными, поскольку определяют работу СД в режиме динамического торможения. Потери энергии, обусловленные этими составляющими, рассеиваются в активном сопротивлении обмоток статора и силового преобразователя.

В общем случае момент СД в установившемся режиме равен сумме составляющих (3.10) – (3.13). Однако в тех случаях, когда можно пренебречь активным сопротивлением в цепи статора, получаем известное уравнение угловой характеристики СД

$$M = \frac{3 U_1 \Phi E}{\omega_0 X_{1d}} \sin \theta_{\text{эл}} + \frac{3 U_1^2 \Phi}{2 \omega_0} \left(\frac{1}{X_{1q}} - \frac{1}{X_{1d}} \right) \sin 2\theta_{\text{эл}} . \quad (3.14)$$

У СД с радиальным расположением постоянных магнитов магнитное сопротивление по продольной оси d больше, чем по передней q , это обусловлено малой магнитной проницаемостью материала постоянных магнитов по сравнению с электротехнической сталью, из которой изготовлен ротор, а следовательно, $X_{1q} > X_{1d}$. На рис. 3.5 изображены угловые характеристики составляющих момента СД с постоянными магнитами радиальной конструкции. Реактивный момент M_p в таких СД в отличие от СД с явно выраженным полюсами искажает синусоидальный характер кривой активного момента M_a , снижает жесткость

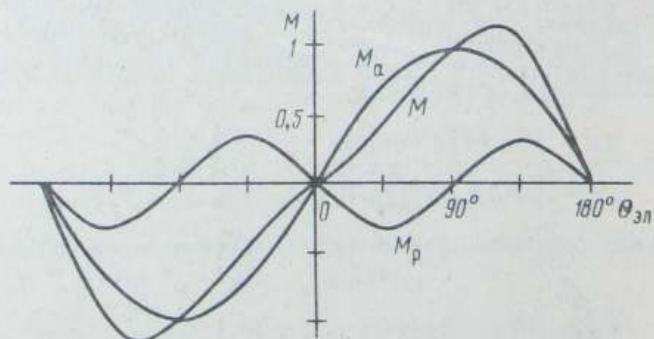
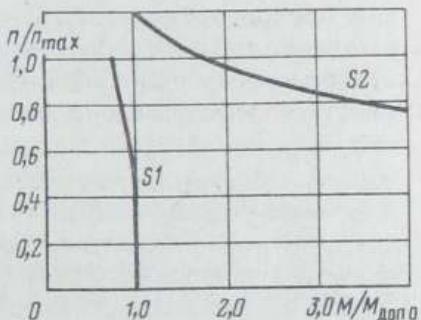


Рис. 3.5. Угловые характеристики синхронного двигателя

Таблица 3.3

Параметр	ДВУ-165L	ДВУ-215M	ДВУ-215L	2ДВУ-165S	2ДВУ-165L
Номинальный момент, Н·м	13	23	35	13	23
Номинальная скорость, рад/с ⁻¹	209	209	209	209	209
Максимальное ускорение, рад/с ⁻²	11 700	6450	6940	15 600	17 900
Габаритные размеры, мм	165×505	215×565	215×640	165×400	165×505
Масса, кг	27,5	48,1	60	16,7	29

Рис. 3.6. Зависимости допустимых нагрузок синхронного двигателя от частоты вращения



кость угловой характеристики в начале координат. Такое искажение угловой характеристики увеличивает погрешность регулирования и приводит к необходимости компенсации этого явления, например, начальным сдвигом, как это выполнено в комплектном электроприводе ЭПБ1, использующем СД серии 4С2П (см. § 3.6).

В настоящее время выпускается бескорпусная серия электродвигателей с возбуждением от постоянных магнитов. Электродвигатели ДВУ выполнены с ферритовыми магнитами, а 2ДВУ — с РЗМ-магнитами. Технические данные этих двигателей приведены в табл. 3.3.

В качестве примера на рис. 3.6 приведены зависимости от частоты вращения допустимых длительно (режим S1) и кратковременно (режим S2) нагрузок СД серии ДВУ. Эти зависимости определяют необходимые защиты по току и по длительности перегрузки в комплектном электроприводе с этими СД. Двигатели серии ДВУ не имеют ярко выраженного реактивного момента.

3.2. Преобразователи переменного тока

Питание АД осуществляется от преобразователей частоты. Преобразователи частоты делятся на две большие группы: двухзвенные преобразователи и непосредственные преобразователи. В электроприводах малой мощности считается целесообразным применять двухзвенные преобразователи. Достоинством преобразователя является возможность получения напряжения любой требуемой частоты и амплитуды, а недостатком — двухкратное преобразование энергии, что снижает КПД и увеличивает массогабаритные показатели.

В преобразователях с непосредственной связью происходит однократное преобразование энергии, что обусловливает больший КПД и меньшие габаритные размеры и массу. К недостаткам относятся низкий коэффициент мощности со стороны питающей сети, большой процент высших гармоник в выходном напряжении, сложность системы управления и ограниченность максимального значения выходной частоты.

Двухзвенный преобразователь содержит управляемый выпрямитель, фильтр и автономный инвертор. Работа управляемого выпрямителя рассмотрена в § 2.2. В зависимости от режима работы автономные инверторы делятся на инверторы напряжения и инверторы тока. На выходе автономного инвертора напряжение заданным является напряжение, которое определяется порядком переключения силовых элементов, а ток определяется характером нагрузки. Источник питания должен обладать малым внутренним сопротивлением, поэтому на вход инвертора включают конденсатор большой емкости. При питании от инвертора напряжения активно-индуктивной нагрузки предусматривается так называемый обратный выпрямитель, что позволяет току в нагрузке протекать со сдвигом по фазе по отношению к напряжению.

Схема наиболее распространенного инвертора напряжения приведена на рис. 3.7. Выпрямленное посредством $V1$ напряжение U_d фильтруется с помощью конденсатора C_F . Затем с помощью автономного инвертора на тиристорах $V2$ снова преобразуется в трехфазное переменное напряжение A', B', C' . Попарное периодическое включение и отключение тиристоров анодной и катодной групп приводят к тому, что напряжение на нагрузке имеет прямоугольную форму с амплитудой, равной среднему значению выпрямленного напряжения. Включить тиристор можно, подав на управляющий электрод отпирающий импульс, а для его закрытия необходимо предусмотреть коммутирующие конденсаторы C_K , которые после открывания очередного тиристора разряжаются по контуру конденсатор — предыдущий тиристор — очередной тиристор. Предыдущий тиристор, к которому прикладывается обратное напряжение, закрывается.

Для предотвращения разряда конденсаторов через нагрузку предусматривают отсекающие диоды $V3$. Реакторы $L1$ и $L2$ необходимы для ограничения разряда коммутирующих конденсаторов через обратные

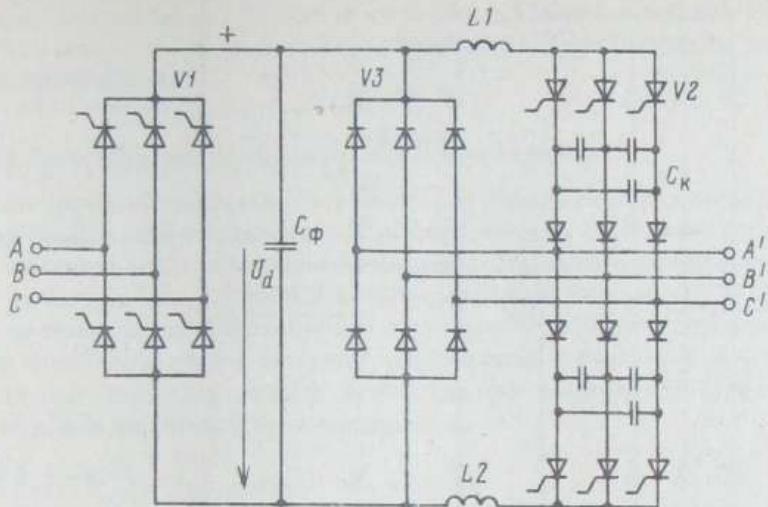


Рис. 3.7. Схема инвертора напряжения

диоды. Такой инвертор получил название инвертора с междуфазовой коммутацией. Регулирование действующего напряжения на нагрузке осуществляется изменением среднего значения напряжения с помощью выпрямителя. Улучшить гармонический состав выходного напряжения можно, применив широтно-импульсную модуляцию, но для этого требуется индивидуальная коммутация тиристоров. Схема такого инвертора содержит в 2 раза больше силовых тиристоров: для каждого основного тиристора установлен один дополнительный — коммутирующий, что обеспечивает полную управляемость тиристора. Путем изменения длительности включения основного тиристора в пределах времени его работы по синусоидальному закону и выбора высокой частоты коммутации можно сформировать синусоидальное напряжение на нагрузке. Гармоники высокого порядка будут отфильтрованы индуктивностями нагрузки.

На выходе инвертора тока заданным является ток в нагрузке, определенный порядком переключения тиристоров, а напряжение получается зависимым от характера нагрузки:

$$U_H = U_d / (K_H \cos \varphi), \quad (3.15)$$

где U_H — действующее значение фазного напряжения на нагрузке; U_d — среднее напряжение выпрямителя; K_H — коэффициент схемы (для мостового инвертора $K_H = 2,34$, для трехфазного инвертора со средней точкой $K_H = 1,17$).

Питание инвертора тока должно осуществляться от источника тока, практически это достигается либо включением реактора с очень боль-

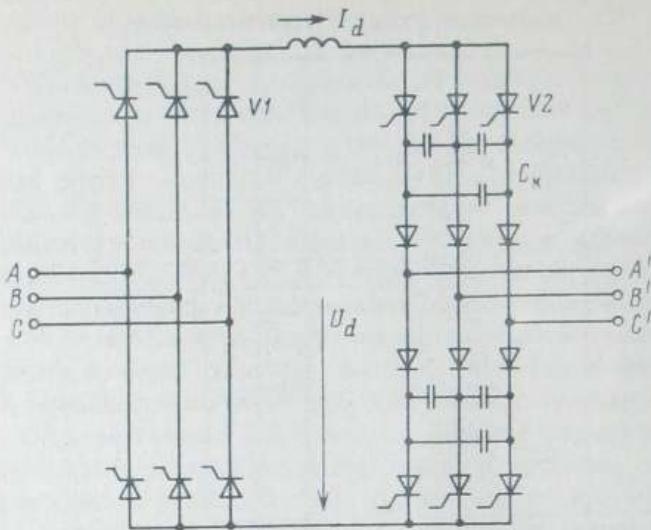


Рис. 3.8. Схема инвертора тока

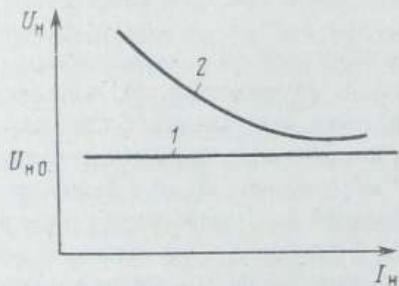


Рис. 3.9. Внешние характеристики инверторов

шой индуктивностью, либо с помощью охвата выпрямителя отрицательной обратной связью по току.

Схема простейшего инвертора тока показана на рис. 3.8. По сравнению со схемой инвертора напряжения она не содержит конденсатора в цепи постоянного тока и обратного выпрямителя. Инвертор тока допускает осуществление режима рекуперативного торможения за счет перевода автономного инвертора на тиристорах $V2$ в режим выпрямителя, а управляемого выпрямителя — на тиристорах $V1$ — в режим инвертора, ведомого сетью. При этом ток промежуточной цепи постоянного тока не изменяется по направлению, а изменяется полярность напряжения управляемого выпрямителя.

Внешняя характеристика инвертора напряжения представляет собой в идеальном случае прямую, параллельную оси абсцисс, т.е. напряжение на нагрузке не зависит от тока (рис. 3.9, прямая 1). Внешнюю характеристику инвертора тока можно получить из выражения (3.15). Кривая 2 на рис. 3.9 соответствует случаю, когда напряжение питания

остается неизменным. Как известно, $\cos \varphi$ АД при снижении нагрузки уменьшается, что и вызывает возрастание напряжения на нагрузке при снижении тока.

3.3. Электропривод с асинхронными двигателями

Асинхронный двигатель в отличие от двигателя постоянного тока имеет один канал управления, а именно по цепи статора. Если в двигателе постоянного тока можно независимо изменять напряжение на якоре и поток, то в АД изменение напряжения на статоре при постоянной частоте приведет к изменению потока. Поэтому для регулирования скорости при постоянном моменте необходимо изменять и напряжение на статоре для поддержания перегрузочной способности. Хорошо известен закон частотного регулирования

$$U/f = \text{const},$$

который, однако, не учитывает активного сопротивления цепи статора. В электроприводе ПР применяются, как правило, маломощные АД, и пренебрежение сопротивлением цепи обмотки статора недопустимо. Учет этого сопротивления согласно (3.2) приведет к сложности технической реализации системы регулирования.

Построение электропривода с АД по структуре систем подчиненного регулирования затруднительно, так как нет простых способов измерения момента АД, поэтому контур момента реализуют с помощью положительной обратной связи по скорости, т.е. регулирование по отклонению заменяют регулированием по возмущению.

Кроме того, АД как объект управления представляет собой сложную взаимосвязанную систему высокого порядка с переменными коэффициентами, поэтому, строго говоря, его система управления тоже должна быть синтезирована в классе многосвязанных систем. В зависимости от конкретных требований, предъявляемых к электроприводам, АД может рассматриваться с различными допущениями, обоснованными в каждом случае. При невысоких требованиях к электроприводу можно пользоваться статическими характеристиками АД (3.4) – (3.8). При достаточно высоких требованиях к динамическим характеристикам асинхронного электропривода и работе АД на линейном участке статической механической характеристики целесообразно пользоваться понятием динамической механической характеристики, определяемой [8] как

$$M = \beta_c (\omega_0 - \omega) - T_3 \frac{dM}{dt}; \quad (3.16)$$

здесь M – момент АД; $\beta_c = dM/d\omega$ – производная момента по скорости в точке, относительно которой анализируется динамический процесс (статическая жесткость), для примера относительно точки холостого

хода; $\omega_0 = \omega_0 \text{ эл} / p_{\text{п}}$ — скорость поля статора; ω — скорость ротора двигателя; $T_3 = 1 / (p_{\text{п}} \omega_0 s_{\text{кр}})$ — электромагнитная постоянная времени.

При высоких требованиях к электроприводу и широком диапазоне изменения параметров необходимо пользоваться полной системой (3.2).

Наиболее широкое распространение получил способ управления АД, при котором во всем диапазоне регулирования скорости и изменения нагрузки поддерживается постоянным модуль вектора потокосцепления ротора. При таком регулировании обеспечиваются постоянная перегрузочная способность АД, высокие энергетические показатели и высокое быстродействие. Высокое быстродействие в этом случае получается за счет того, что основной поток машины всегда остается постоянным, а, как известно, на его изменение нужно время.

Замкнутые системы, обеспечивающие поддержание постоянства потока, могут быть построены на основе его непосредственного измерения с помощью датчиков Холла либо вычисления по известным напряжению, току и частоте. Возможны и разомкнутые системы, позволяющие косвенным образом задавать постоянство потока. Например, при частотно-токовом управлении для обеспечения постоянства $|\Psi_2|$, должны выполняться известные соотношения между амплитудой $|I_1|$, фазой φ и абсолютным скольжением s_a вектора тока статора:

$$I_1 = \frac{|\Psi_2|}{L_2} \sqrt{1 + \left(\frac{L_2}{R_2} s_a \omega_0 \text{ эл.ном} \right)^2}; \quad (3.17)$$

$$\varphi = \arctg \left(\frac{L_2}{R_2} s_a \omega_0 \text{ эл.ном} \right). \quad (3.18)$$

Функциональная схема асинхронного электропривода с частотно-токовым регулированием скорости и внутренним контуром момента [8] показана на рис. 3.10. Здесь управление преобразователем частоты П4 осуществляется в соответствии с (3.17) и (3.18). Нелинейный блок НЭ1 реализует зависимость (3.17), а нелинейный блок НЭ2 — (3.18). На практике выполняют следующую линейную аппроксимацию зависимости (3.17), реализуемую блоком НЭ1: при малых значениях абсолютного скольжения на выходе НЭ1 вырабатывается постоянная величина, которая задает ток намагничивания, а затем через небольшую зону нечувствительности формируется линейно нарастающая величина. Такую же аппроксимацию зависимости (3.18) выполняют и для блока НЭ2.

Регулятор момента РМ рассчитывают из следующих соображений. Представив уравнение (3.16) в виде

$$M(T_3 p + 1) = \beta (\omega_0 - \omega), \quad (3.19)$$

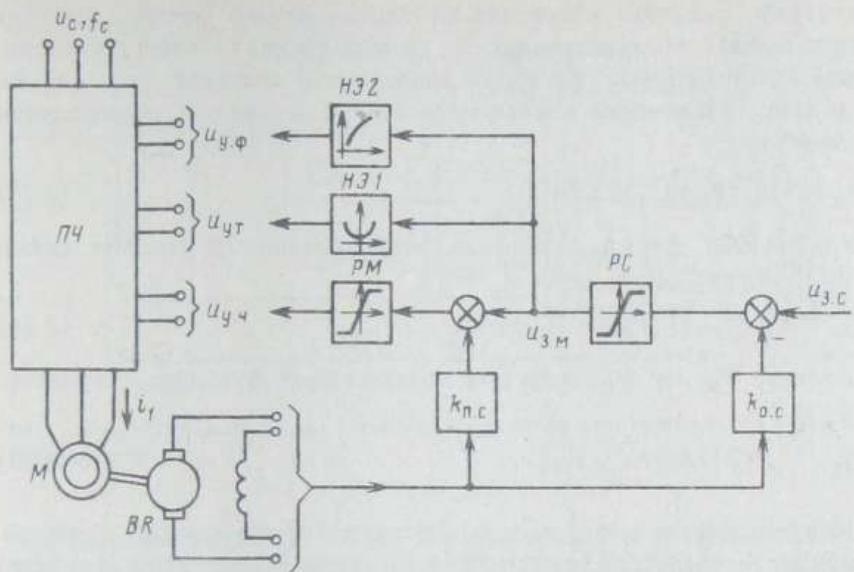


Рис. 3.10. Функциональная схема асинхронного электропривода с частотно-токовым управлением:

$u_{y,\phi}, u_{y,t}, u_{y,\omega}$ – напряжения управления соответственно фазой, током и частотой преобразователя; $u_{3,M}$ – напряжение задания момента; $u_{3,C}$ – напряжение задания скорости

приняв преобразователь частоты безынерционным

$$\omega_0 = K_\omega u_{y,\omega}, \quad (3.20)$$

а регулятор момента РМ пропорциональным

$$u_{y,\omega} = K_{p.m} (u_{3,M} + K_{n.c} \omega), \quad (3.21)$$

получим астатическую настройку контура момента из условия, что момент не зависит от скорости:

$$M = \frac{\beta}{T_3 p + 1} [K_\omega (u_{3,M} + K_{n.c} \omega) - \omega]. \quad (3.22)$$

Это возможно лишь при условии

$$K_{p.m} K_\omega K_{n.c} - 1 = 0, \text{ т.е. } K_{p.m} = 1 / (K_\omega K_{n.c}). \quad (3.23)$$

Таким образом, контур момента, подчиненный контуру скорости, представляет собой инерционное звено с постоянной времени T_3 и коэффициентом передачи:

$$K_M = 1 / (\beta K_\omega K_{p.m}). \quad (3.24)$$

Регулятор скорости рассчитывают традиционным методом. Исходя из требований, предъявляемых к электроприводу, задаются видом желаемой передаточной функции разомкнутой системы. Так, для настройки на технический оптимум выбирают желаемую передаточную функцию вида

$$W_{\text{ж}} = 1/[2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)]. \quad (3.25)$$

Передаточная функция объекта регулирования в данном случае ($T_{\mu} = T_3$) имеет вид

$$W_o = K_m K_{o.c.} / [(T_{\mu}p + 1)J_{\Sigma}p]. \quad (3.26)$$

Разделив $W_{\text{ж}}$ на W_o , получим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{p.c.} = J_{\Sigma} / [2K_m K_{o.c.} T_{\mu}]. \quad (3.27)$$

Электропривод с такой настройкой обладает известными свойствами, однако в числителе передаточной функции РС содержится момент инерции, который в ПР не остается постоянным, следовательно, необходимо либо выбирать настройку электропривода с меньшей чувствительностью к изменению момента инерции, либо постоянно перестраивать настройку, т.е. применять адаптивную систему. В противном случае динамические свойства такого электропривода будут зависеть от текущего значения момента инерции.

Раздельное управление скоростью и потокосцеплением АД можно эффективно производить, использовав принцип векторного управления [12].

Совместим ось X с вектором потокосцепления ротора Ψ_2 , тогда получим $\Psi_{2x} = \Psi_{2max} = \text{const}$; $\Psi_{2y} = 0$; $i'_{2x} = 0$. С учетом этого система примет вид

$$\left. \begin{aligned} U_{1x} &= i_{1x}R_1 - \omega_{0\text{ эл}}\Psi_{1y}; \\ U_{1y} &= i_{1y}R_1 + \omega_{0\text{ эл}}\Psi_{1x}; \\ 0 &= i'_{2y}R'_2 + (\omega_{0\text{ эл}} - \omega_{\text{эл}})\Psi_{2max}; \\ M &= p_{\pi} \frac{L_{12}}{L_2} i_{1y} \Psi_{2max}. \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

Из анализа системы (3.28) следует, что при совмещении координатной оси X с вектором вращающегося магнитного поля машины основные взаимосвязи между параметрами и переменными АД аналогичны таковым для двигателя постоянного тока. Отсюда следует, что если при управлении АД оперировать в цепях управления не с реальными

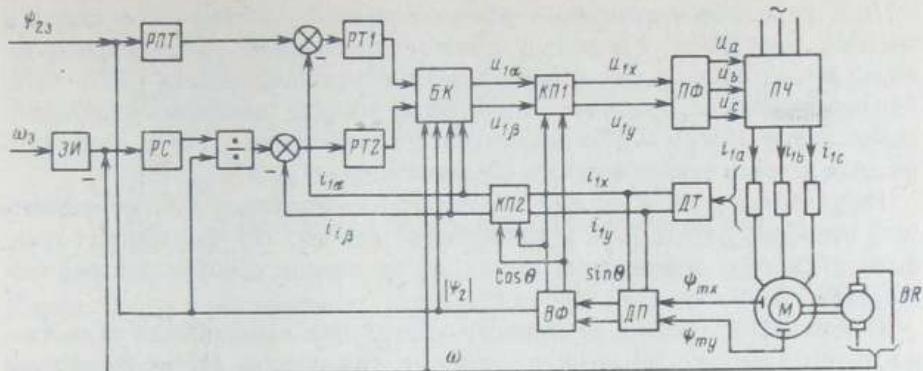


Рис. 3.11. Функциональная схема асинхронного электропривода с векторным управлением

переменными машины, а с преобразованными к координатным осям, ориентированным по полю, можно раздельно управлять магнитным потоком и моментом двигателя, имея дело не с переменными синусоидальными величинами, а с постоянными преобразованными их значениями. Это позволяет строить систему управления АД аналогично рассмотренному выше для двигателя постоянного тока. Основой построения таких систем является информация о пространственном положении вектора потокосцепления в воздушном зазоре и его модуля, измерение которого обычно осуществляется с помощью датчиков Холла. Функциональная схема системы векторного управления показана на рис. 3.11. Система имеет два канала управления: модулем вектора потокосцепления ротора Ψ_{23} с регулятором $РЛТ$ и угловой скоростью ротора ω_3 с регулятором $РС$. Двухканальная система управления дает возможность осуществить независимое регулирование модуля вектора потокосцепления ротора и скорости ротора при сохранении прямой пропорциональности между моментом, развиваемым АД, и составляющей МДС статора, вектор которой перпендикулярен вектору потокосцепления ротора. Измерение текущих значений переменных производится в неподвижной системе координат с помощью датчика потока $ДП$ и датчика тока статора $ДТ$. Датчик потока измеряет составляющие Ψ_{tx} , Ψ_{ty} двигателя при помощи датчиков Холла, установленных в зазоре между статором и ротором по осям XY , причем ось X совмещается с магнитной осью обмотки фазы A . Кроме того, в $ДП$ осуществляется вычисление составляющих потокосцепления ротора.

Датчик тока $ДТ$ измеряет мгновенные значения токов в трех фазах статора $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, i_{1c} и преобразует их в двухфазную систему переменных i_{1x} , i_{1y} .

Для пересчета переменных из неподвижной системы координат в систему координат, связанную с потокосцеплением ротора, используется вектор-фильтр $B\Phi$ и координатные преобразователи KPI , $KP2$. Вектор-фильтр осуществляет выделение модуля вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2|$ и тригонометрических функций $\cos \theta$ и $\sin \theta$, син-фазных первым гармоническим составляющим Ψ_{2x} и Ψ_{2y} .

Регуляторы тока $PT1$, $PT2$ через блок коммутации BK , координатный преобразователь KPI и преобразователь фаз $P\Phi$ формируют трехфазную систему напряжений u_a , u_b , u_c на входах преобразователя частоты PU .

Синтез РС в системе векторного управления выполняется аналогично тому, как это делается в системах управления электроприводом постоянного тока при двухзонном регулировании скорости. Динамические характеристики системы векторного управления частотно-регулируемым электроприводом аналогичны динамическим характеристикам систем управления электроприводом постоянного тока.

3.4. Электропривод с синхронными двигателями

Регулируемый электропривод с СД состоит из преобразователя частоты и СД. Преобразователь частоты необходим для совместного регулирования напряжения и частоты. Входными величинами для СД являются напряжение на статоре U_1 , ток возбуждения (поток) и скорость поля ω_0 , а выходной величиной — момент M .

Статические характеристики синхронного частотно-регулируемого привода, как следует из § 3.1, представляют собой семейство прямых, параллельных оси абсцисс, т.е. абсолютно жестких, и особого интереса не представляют для ПР, являющихся динамической электромеханической системой. Для анализа динамики такого электропривода необходимо воспользоваться полной системой уравнений (3.9), но в некоторых случаях возможно линеаризовать уравнения момента. Вспомним, что в СД существуют две составляющие момента: зависящие от угла и скорости. В режимах, близких к установившимся, можно записать $M_1 = K_1 \Delta \theta + K_2 \Delta \omega$. Коэффициент K_1 представляет собой производную по углу угловой характеристики в точке линеаризации, а K_2 — коэффициент демпфирования. Коэффициенты K_1 и K_2 в общем случае не остаются постоянными. Механическую часть ПР представим в виде жесткого звена с переменным моментом инерции.

Структурная схема линеаризованного синхронного электропривода представлена на рис. 3.12. Передаточная функция системы по управляющему воздействию ω_0 имеет вид

$$W_y = \frac{K_2 p + K_1}{J \Sigma p^2 + K_2 p + K_1} .$$

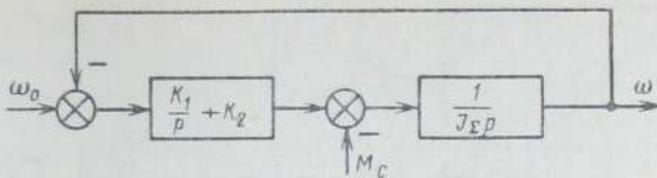


Рис. 3.12. Структурная схема синхронного электропривода

Корни характеристического уравнения этой передаточной функции

$$p_{1,2} = -\frac{K_2}{2J\Sigma} \pm \sqrt{\frac{K_2^2}{4J\Sigma^2} - \frac{K_1}{J\Sigma}}$$

Анализ корней характеристического уравнения показывает, что СД представляет собой колебательное звено с частотой собственных колебаний $\Omega = \sqrt{K_1/J\Sigma - K_2^2/(4J\Sigma)}$ и коэффициентом затухания $a = -K_2/(2J\Sigma)$. С учетом того что момент инерции ПР не остается постоянным, будет изменяться и частота собственных колебаний. Чем больше диапазон изменения момента инерции, тем шире резонансная область частот и тем в более широком диапазоне изменяется коэффициент затухания a . С ростом скорости ω_0 коэффициент демпфирования снижается из-за того, что в этой области становятся существенными индуктивности рассеяния, ток динамического торможения СД отстает от ЭДС по фазе и снижается демпфирующий момент. Таким образом, синхронный электропривод в разомкнутом варианте представляет собой колебательное звено с переменной частотой свободных колебаний и переменным коэффициентом затухания, что не позволяет получить требуемое качество регулирования. Поэтому электропривод с СД в разомкнутом варианте пока в робототехнике применения не нашел.

Интерес представляет замкнутый по положению электропривод с СД, в котором обмотки переключаются в функции угла поворота ротора. Такой электропривод получил название электропривода с вентильным двигателем (ВД). Свойства его близки к электроприводу с двигателем постоянного тока, а роль коллектора выполняет преобразователь частоты совместно с датчиком положения. Преимуществом такого привода по сравнению с обычным приводом постоянного тока является отсутствие искрения, а следовательно, его можно применять в ПР, работающих в пожароопасных условиях.

В вентильном электроприводе (рис. 3.13) используются, как правило, малофазные двигатели. Синхронный двигатель, как показано на рис. 3.13, получает питание от трехфазного инвертора. Переключение силовых ключей $VT1-VT6$ происходит в функции положения ротора, определяемого датчиком ДП. Система управления СУ обеспечивает

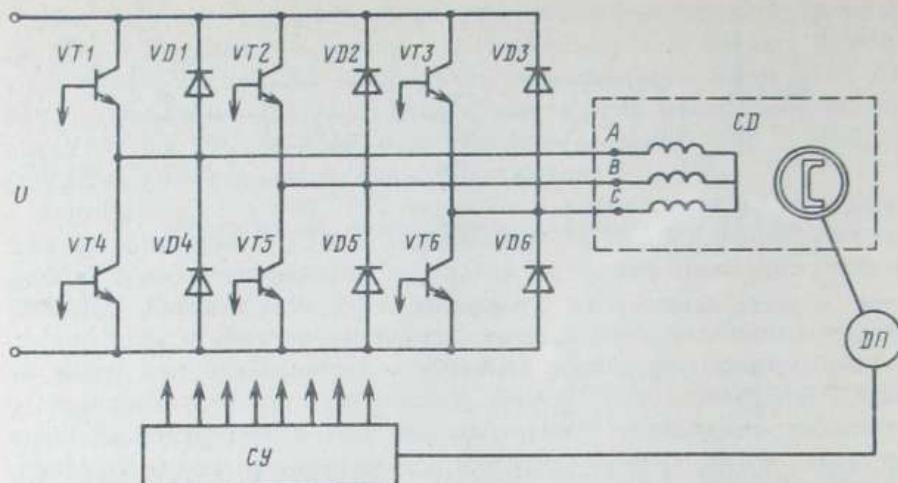


Рис. 3.13. Функциональная схема вентильного электропривода

одновременное открывание не более двух транзисторных ключей, причем одного положительной полярности, например $VT1$, а другого отрицательной – $VT5$. Для замыкания контуров фазных токов при отключенных ключах $VT1$ – $VT6$ введен обратный мост на диодах $VD1$ – $VD6$. Ток, протекающий по двум включенным фазам СД, создает магнитное поле, при взаимодействии которого с потоком постоянных магнитов возникает врачающий момент. Момент определяется углом между вектором потока постоянных магнитов и вектором МДС статора:

$$M = M_{max} (I) \sin \theta.$$

Наибольшее значение момента двигателя будет получаться при поддержании угла θ постоянным и равным $\pi/2$. Вектор потока постоянных магнитов перемещается в пространстве непрерывно, а вектор МДС ступенчато, он имеет лишь шесть положений в пространстве, так как существует шесть возможных комбинаций попарного включения силовых ключей.

Для обеспечения максимального среднего момента двигателя, учитывая, что в пределах $\pi/3$ машина неуправляема, переключения фаз необходимо производить при углах $\pi/3$ и $2\pi/3$. Эти выводы получены при условии отсутствия реактивного момента, при его наличии необходимо вводить коррекцию (см. угловую характеристику СД на рис. 3.5).

Особенностью СД, как уже отмечалось, является малое число фаз. Поэтому для получения более плавного движения, особенно в области низких скоростей, необходимо изменять напряжение на обмотках фаз по закону, близкому к синусоидальному, т.е. применять инвертор

с широтно-импульсной модуляцией. Возможны различные способы импульсного регулирования тока в фазах, например, за счет изменения числа включенных ключей. Принято различать три режима:

P2 – открыты два ключа, один из анодной группы, другой из катодной. Питание подается на две фазы, включенные последовательно. Уравнение электрического равновесия

$$U = iR + L \frac{di}{dt} + E.$$

Поскольку напряжение питания U выбирается с запасом ($U > E$), то в этом режиме ток имеет положительную производную и возрастает;

P1 – открыт лишь один ключ одной из группы. Ток протекает через открытый ключ, две фазы и диод, шунтирующий закрытый ключ. Уравнение электрического равновесия

$$0 = iR + L \frac{di}{dt} + E.$$

Производная тока отрицательная, ток спадает;

P0 – все ключи закрыты. Ток продолжает протекать через диоды $VD1-VD6$, шунтирующие закрытые ключи. Уравнение электрического равновесия

$$-U = iR + L \frac{di}{dt} + E.$$

Производная тока отрицательная, он резко падает.

При формировании синусоидальных токов в фазах СД влияние малофазности СД на качество движения электропривода можно не учитывать и рассматривать его как электропривод постоянного тока обычного исполнения.

3.5. Комплектный электропривод с асинхронными двигателями

Наибольшее распространение среди комплектных электроприводов с АД получил "Размер 2М-5-21". Этот глубокорегулируемый электропривод предназначен для работы в системах автоматического регулирования частоты вращения и положения двух механизмов подачи и одного главного движения металлорежущих станков, но по своим техническим данным может применяться и для привода механизмов ПР.

"Размер 2М-5-21" работает с АД серии 4А и перекрывает диапазон по моменту от 7 до 70 Н·м, обеспечивает работу в четырех квадратах механических характеристик. Минимальный коэффициент усиления (добротность по частоте вращения) составляет не менее 30 c^{-1} .

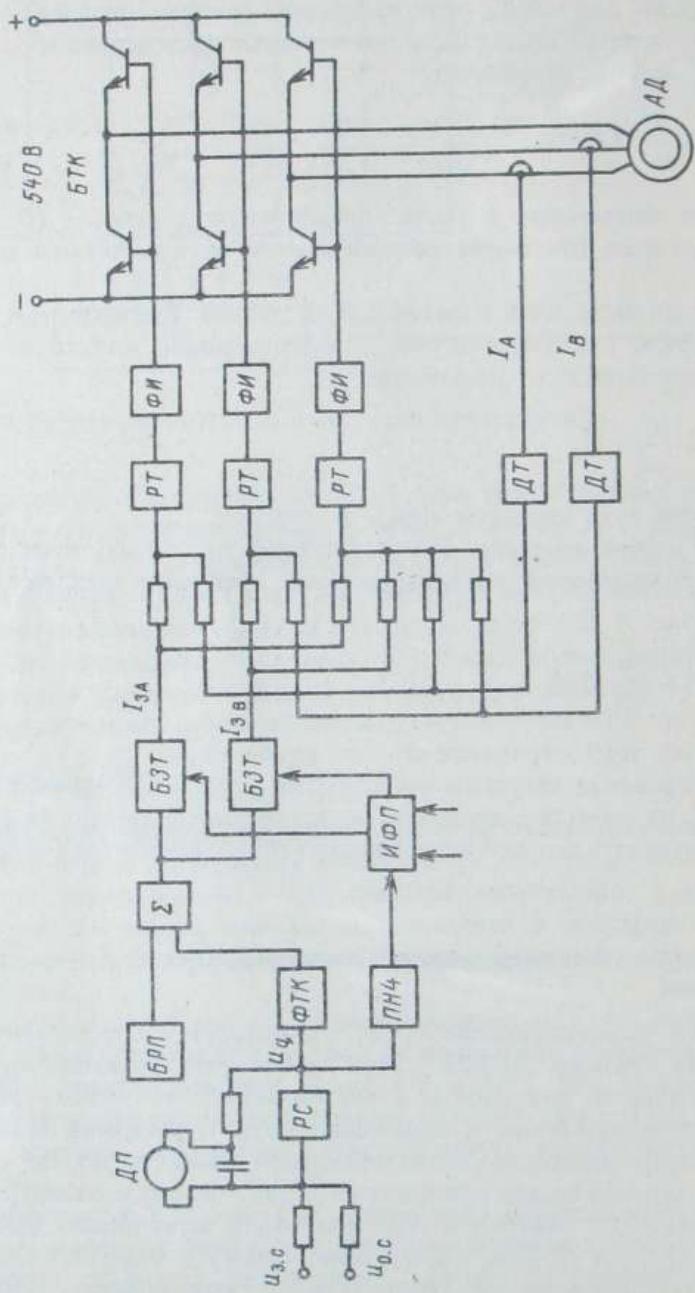


Рис. 3.14. Функциональная схема комплектного электропривода серии "Размер 2М":
 БРП – блок регулирования потока; РС – регулятор скорости; ПНЧ – преобразователь напряжение – частота;
 ФТР – формирователь температурной коррекции; БЗТ – блок задания тока; РТ – регулятор тока; ФН – фор-
 мирователь импульсов; ИФП – импульсный фазонреализатор; БТК – блок силовых транзисторных ключей;
 ДП – датчик положения

Упрощенная функциональная схема электропривода приведена на рис. 3.14. Электропривод работает по принципу частотно-токового управления. Система автоматического управления должна сформировать задание по амплитуде, частоте и фазе тока статора АД. Ток статора равен векторной сумме двух составляющих: тока намагничивания и тока ротора, ток намагничивания принято совмещать с продольной осью ротора d , а активную часть тока ротора — с осью q . Таким образом, зная заданный поток машины (ток намагничивания I_d) и необходимый момент (ток ротора I_q), можно найти амплитуду тока статора I_1 по выражению

$$I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}, \quad (3.29)$$

а фазу φ как

$$\varphi = \arctg \frac{I_q}{I_d}. \quad (3.30)$$

В рассматриваемом электроприводе последние соотношения реализуются следующим образом. Из системы ЧПУ на вход поступает сигнал задания скорости $u_{z.c}$. Регулятор скорости выполнен интегрально-пропорциональным. При необходимости интегральная составляющая может исключаться путем шунтирования конденсатора обратной связи РС полевым транзистором, который управляет сигналом "Запрет управления инвертором". Регулятор скорости формирует сигнал u_q , задающий абсолютное скольжение, т.е. на линейном участке механической характеристики — момент АД, а соответственно ток и частоту ротора.

На рис. 3.15 приведена двухканальная схема, поясняющая принцип формирования сигналов, задающих токи статора. В первом кан-

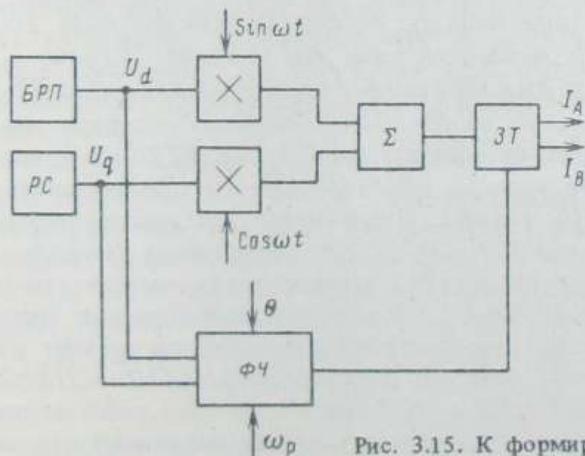


Рис. 3.15. К формированию задания тока статора

ле вырабатывается сигнал, определяющий амплитуду и фазу тока статора, а во втором — частоту тока статора. Сигнал, задающий поток машины U_d , выдает блок регулирования потока $БРП$. Для нахождения сигналов, задающих токи статора, необходимо провести векторное суммирование двух сигналов: U_q и U_d . Для этой цели используется суммирование в блоке Σ двух гармонических сигналов, изменяющихся по законам $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$, которые имеют амплитуды, пропорциональные соответственно U_d и U_q . В качестве несущей частоты в электроприводе принято 2 кГц. Как известно, при таком суммировании на выходе получается сигнал, амплитуда которого определяется (3.29), а фаза — (3.30). Частота тока статора равна алгебраической сумме частоты скольжения и частоты вращения ротора; суммирование этих частот происходит во втором канале в блоке формирования частоты $\PhiЧ$. Сигнал о частоте вращения ротора ω_p снимается с датчика положения, а сигнал о частоте скольжения формируется в $\PhiЧ$ по сигналу U_q . При изменении температуры двигателя Θ меняется жесткость механической характеристики, а следовательно, должна меняться и частота скольжения, поэтому в блоке $\PhiЧ$ предусмотрена температурная коррекция. В области высоких частот вращения необходимое напряжение становится близким к напряжению звена постоянного тока. В этом случае необходимо снижать поток АД, блок $БРП$ снижает U_d , регулирование скорости происходит при постоянной мощности.

В блоке задания токов $ЗТ$ происходит формирование сигналов задания токов в фазах A и B . Схема $ЗТ$ представляет собой фазочувствительный выпрямитель с активным фильтром низкой частоты. Сигнал с $\PhiЧ$ управляет ключами блока $ЗТ$, открывая и закрывая их, таким образом на выходе $ЗТ$ формируется напряжение, постоянная составляющая которого меняется по синусоидальному закону с частотой тока статора. Задатчик токов $ЗТ$ формирует задание тока только для двух фаз, например I_A и I_B . Задание тока для третьей фазы получается из условия симметрии (сумма всех токов равна нулю). Электропривод имеет три регулятора тока, по одному на каждую фазу. На вход каждого регулятора тока приходят два сигнала: задание и обратной связи. Регулятор тока управляет полумостом инвертора, упрощенная схема которого дана на рис. 3.16. Полумост содержит два силовых ключа, выполненных на транзисторах $VT21$ и $VT29$, включенных по схеме Дарлингтона. Каждый ключ содержит четыре параллельно включенных транзистора, которые управляются эмиттерным током двух входных транзисторов $VT19$ и $VT27$. Для ограничения импульсов обратного тока через диоды $VD24$, $VD32$ в схеме предусмотрены токоограничивающие реакторы $L1.1$ и $L1.2$. Конденсатор $C6$ защищает транзисторы от перенапряжений. Схема управления ключами состоит из оптронных развязок $VD6.1$ и $VD6.2$, компараторов $DA1.1$ и $DA1.2$ и транзисторных усилителей $A1.1$ и $A1.2$. Регулятор тока работает по релейному принципу. Система управления вырабатывает коммутацион-

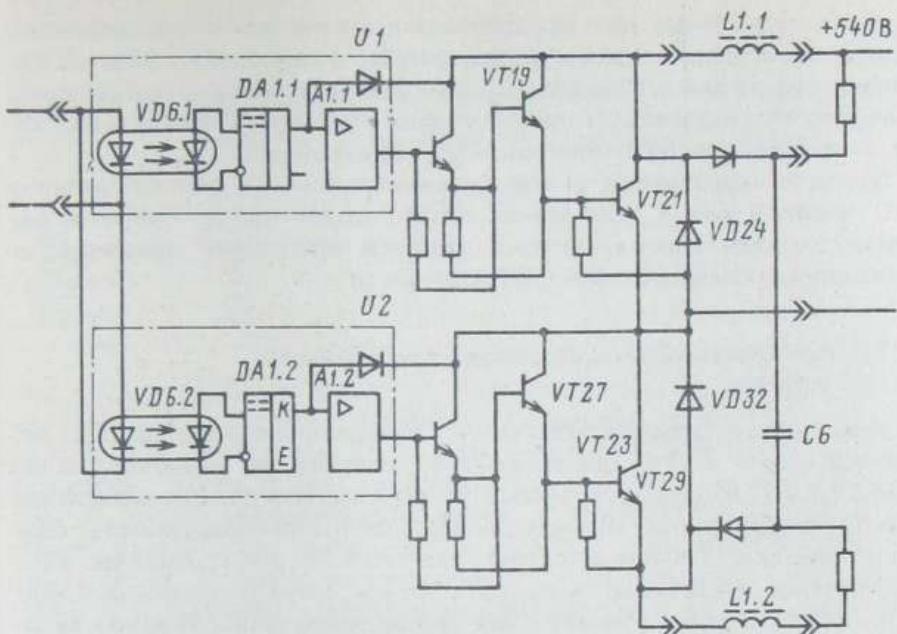


Рис. 3.16. Схема одного канала силовой части транзисторного инвертора

ные паузы между выключением одного и включением другого плача полумоста инвертора, что позволяет исключить сквозные токи.

Электропривод содержит быстродействующую защиту силовых транзисторов инвертора при превышении током значения 60 А. Кроме того, электропривод обеспечивает контроль функционирования датчиков тока, источников питания фазовращателя и выходных усилителей, уровня напряжения и допустимого тока нагрузки, источников питания системы управления. Обеспечивается защита двигателя от превышения температуры (с запрещением повторного включения привода до снижения температуры ниже допустимого значения). Предусмотрена блокировка от ограничивающего конечного выключателя. При пропадании напряжения сети обеспечивается аварийное торможение двигателей.

Так как привод является следящим, то на валу двигателя установлен датчик положения. В качестве датчика положения используется фазовращатель, который питается напряжением с частотой 2 кГц. Выходное синусоидальное напряжение фазовращателя тоже частотой 2 кГц имеет фазовый сдвиг относительно напряжения питания. Этот сдвиг пропорционален текущему углу положения ротора фазовращателя. Выходное напряжение фазовращателя преобразуется в импульсный вид. Датчик частоты вращения отсутствует, поэтому сигнал обратной связи по частоте вращения образуется в специальном формирователе в результате обработки сигнала фазовращателя. Сигнал частоты вра-

шения в импульсном виде используется для сложения с частотой скольжения в импульсном фазопреобразователе, в аналоговом виде он вычитается из задающего сигнала $u_{3.c}$ в РС. При этом аналоговый сигнал скорости формируется из промежуточного сигнала, имеющего вид кода, посредством цифро-аналогового преобразователя.

Такой электропривод можно рекомендовать для использования в ПР, применяемых в окрасочном производстве, где не требуется высокая точность воспроизведения заданной траектории движения, но необходимо обеспечение пожаробезопасности.

3.6. Комплектный электропривод с синхронными двигателями

Принципы построения вентильного электропривода на базе СД, рассмотренные в § 3.4, реализованы в комплектных электроприводах ЭПБ1, ЭПБ2, ЭТС, разработанных ВНИИрелестроения. В комплектный электропривод входят блок питания, силовой преобразователь, блок регулирования, бесколлекторный двигатель с пристроенными тахогенератором и датчиком положения ротора, автоматический выключатель, силовой трансформатор (для трансформаторного варианта включения), магнитный пускатель. Привод может снабжаться встроенным в двигатель тормозом. Высокие технико-экономические показатели этих приводов, в частности отсутствие коллектора, меньшие на 10–15 % по сравнению с коллекторными двигателями постоянного тока масса и габариты позволяют использовать их для всех степеней подвижности ПР. В конструктивном отношении комплектный электропривод выполняется в модульном или кассетном исполнении, однокоординатном или многокоординатном. Например, привод ЭПБ2 может включать в себя до пяти координат, подключаемых к одному блоку питания. Основные показатели комплектных электроприводов приведены в табл. 3.4.

В качестве примера рассмотрим комплектный электропривод ЭПБ2. Преобразователи ЭПБ2 бывают блочного и кассетного исполнений. Кассетное исполнение предполагает размещение в одном конструк-

Таблица 3.4

Показатель	ЭПБ1	ЭПБ2	ЭТС
Диапазон моментов, Н·м	13, 21, 35	0,05–70	47–170
Максимальная частота вращения, об/мин	1000–6000	1000–6000	1000–2000
Диапазон регулирования	10 000 : 1	10 000 : 1	10 000 : 1
Полоса пропускания, Гц	100	100	35
Количество координат, шт.	1–3	1–5	1

Таблица 3.5

Скорость двигателя, отн. ед.	Погрешность скорости, %, не более			Коэффициент неравномерности вращения
	суммарная	при изменении нагрузки	при реверсе	
1	0,5	0,2	0,2	0,05
0,1	2,5	1	1	0,1
0,01	5	2	2	0,1
0,001	15	5	5	0,15
0,0001	25	10	10	0,25

тиве кассеты БУК-б от одного до пяти координат. В блочном исполнении блок питания и блок регулирования выполнены в виде отдельных блоков, один блок питания позволяет подключать до трех блоков регулирования. Один блок регулирования управляет одним двигателем. В целях унификации кассетное и блочное исполнения ЭПБ2 имеют практически одинаковую структуру электропривода и соответственно близкие регулировочные характеристики. Показатели точности поддержания скорости и равномерности вращения приведены в табл. 3.5.

На рис. 3.17 приведена функциональная схема электропривода ЭПБ2 блочного исполнения [26]. Блок питания *БП* подключается к сети через предохранители *F*, магнитный пускатель *K1*. Резистор *R1* служит для ограничения пусковых токов, через небольшую выдержку времени

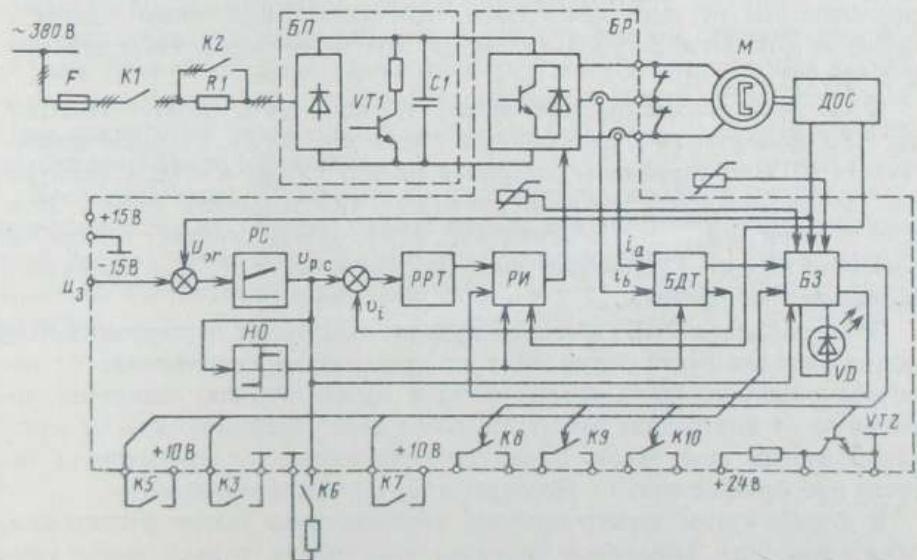


Рис. 3.17. Функциональная схема комплектного электропривода ЭПБ2

он шунтируется контактором $K2$. Блок питания содержит неуправляемый выпрямитель с выходным напряжением 520 В и узел сброса энергии, состоящий из балластного резистора и транзисторного ключа $VT1$. Узел сброса энергии необходим для ограничения напряжения на конденсаторе $C1$ во время рекуперации энергии (аналогично системе ШИП-Д) (см. § 2.2). Блок питания модульного исполнения. Он вырабатывает также стабилизированное прямоугольное переменное напряжение с амплитудой 24 В и частотой 6 кГц для питания цепей управления блоков регулирования. Блок питания ЭПБ2 кассетного исполнения имеет звено постоянного тока с напряжением 60 В для питания силовых цепей и ± 15 В, ± 10 В для питания цепей управления.

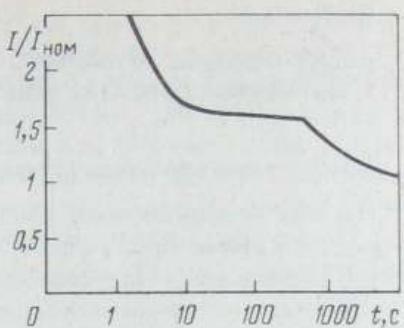
Блок регулирования BR предназначен для регулирования частоты вращения и стабилизации ее на заданном уровне в соответствии с табл. 3.5. Блок регулирования состоит из трех основных частей: коммутатора, схемы управления коммутатором, схемы регуляторов и защиты. Коммутатор представляет собой трехфазный мостовой инвертор. Система регулирования выполнена двухконтурной с пропорционально-интегральным регулятором скорости PC и релейным регулятором тока PPT , который в зависимости от значения и полярности разности сигналов $u_{p.c}$ и выходного сигнала блока датчика тока BDT осуществляет управление распределителем импульсов RI . На распределитель импульсов поступают сигналы нуль-органа HO со схемы защиты BZ и датчика обратной связи DOS . Распределитель импульсов осуществляет переключение фаз СД в зависимости от заданного направления вращения и положения ротора. Релейный регулятор тока PPT содержит компаратор, который переключает режимы работы силовых ключей, поддерживая ток на заданном уровне. При превышении током заданного значения отключается анодная группа при включенной катодной, ток в фазах СД спадает.

Блок регуляторов выдает: сигнал "Готовность к работе" (контакты $K10$ замыкаются и открывается транзистор $VT2$), который информирует ЧПУ об исправном состоянии блока; сигнал $n < n_{min}$ (контакты $K9$ замыкаются), который разрешает ЧПУ наложить тормоз. Контакт $K7$ при замыкании обеспечивает сброс защит; контакт $K6$ при замыкании вводит ограничение тока; контакты $K3$ и $K5$ при замыкании разрешают работу привода.

Электропривод ЭПБ2 имеет следующие защиты: от перегрузки источников питания цепей управления от превышения напряжения; от понижения напряжения и потери фазы в блоке питания; максимальную токовую от внутренних коротких замыканий; времятоковую от кратковременных перегрузок блока регулирования; от чрезмерного нагрева преобразователя; от несоответствия скорости заданной.

В комплектном электроприводе предусмотрена также блокировка, обеспечивающая включение силового напряжения только после установления напряжения питания цепей управления и его отключение

Рис. 3.18. Перегрузочная характеристика электропривода



при исчезновении напряжения управления. При исчезновении напряжения питания для предотвращения аварийной ситуации электропривод переходит в режим динамического торможения и осуществляет быстрый останов ПР. Схема максимально-токовой защиты представляет собой дифференциальный усилитель, на вход одного плеча которого подается стабилизированное напряжение, а на вход другого плеча подаются сигналы с датчиков тока. При превышении тока в одной из фаз двигателя каскад переключается в другое положение, снимается напряжение с каналов управления катодной группы, ключи запираются.

Схема защиты от перегрузки обеспечивает нелинейную зависимость допустимого времени работы от тока (рис. 3.18), поскольку тепловая модель двигателя определяется гиперболической характеристикой. В схеме защиты БЗ (см. рис. 3.17) она аппроксимируется тремя линейными участками. Для согласования модели с параметрами реального двигателя имеются подстроечный резистор и конденсатор. При превышении током определенного значения происходит пробой стабилитрона и через время, определяемое постоянной времени RC , замыкается контакт $K10$ "Готовность к работе" (см. рис. 3.17).

Схема защиты БЗ предусматривает также защиту силовых транзисторных ключей от превышения температуры. Кроме того, она обеспечивает контроль соответствия фактической скорости сигналу задания. При отключении скорости, большем, чем $0,15 n_{\text{max}}$, вырабатывается сигнал аварийного торможения.

Узел индикации VD состоит из двух светоизлучающих диодов, которые выведены на лицевую панель блока регулирования. Светоизлучающий диод зеленого цвета информирует о нормальном состоянии защит. Красный светоизлучающий диод информирует о срабатывании одной из защит.

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРОМЫШЛЕННЫХ РОБОТОВ С ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

4.1. Шаговые двигатели вращательного движения

К числу бесконтактных машин, применяемых в ПР, относятся и шаговые двигатели (ШД), наиболее приспособленные к прямому цифровому управлению. Шаговые двигатели выполняются с вращательным движением выходного вала или поступательным движением подвижного элемента. Характерной особенностью дискретного привода с ШД является преобразование импульсов команд в дискретный поворот выходного вала или дискретное перемещение подвижного элемента. Шаговый двигатель относится к классу синхронных машин. Любая синхронная машина может быть использована для построения дискретного привода. Однако с учетом специфики управления разработаны и серийно выпускаются специальные ШД, отличающиеся конструктивными решениями и способами возбуждения.

Шаговые двигатели вращательного движения конструктивно не отличаются от двигателей переменного тока других типов. Особенностью управления является переключение с помощью коммутатора (статического преобразователя частоты – инвертора) фаз двигателя, вызывающее скачкообразное перемещение поля статора на фиксированное значение – шаг a , определяемый числом тактов коммутации n (число импульсов в одном периоде коммутации фаз) и числом пар полюсов p_n ротора. Электрический шаг двигателя определяется выражением $a = 2\pi/n$, а геометрический (механический) $a_m = 360/(p_n n)$.

Особенностью ШД в отличие от двигателей других типов, которые могут быть использованы для построения дискретного привода, является большое число пар полюсов ($p_n = 4 \div 60$), что обеспечивает малое значение шага $a_m = 0,6 \div 22,5^\circ$ и возможность получения низких скоростей при сравнительно высоких частотах управления. По своим характеристикам дискретный привод с ШД может быть отнесен к дискретной разомкнутой следящей системе с внутренней обратной связью по положению. В этом основная особенность такого привода, отличающая его от непрерывных приводов, например, постоянного тока, в которых действует внутренняя обратная связь по скорости.

В настоящее время определялись и получили применение три основных типа ШД, отличающихся конструкцией ротора: с пассивным зубчатым безобмоточным ротором (реактивный и индукторный), индукторный с двумя пассивными зубчатыми роторами, связанными аксиально намагниченным кольцом, и с активным ротором из постоянных магнитов [12].

Статор ШД с пассивным ротором выполняется с явно выражеными полюсами, на которых размещены катушки. Обычно число полю-

сов статора принимают равным удвоенному числу фаз. Катушки диаметрально противоположных полюсов, соединенные между собой последовательно или параллельно, образуют фазу ШД. Полюсы статора снабжены зубцами, аналогичными зубцам ротора. Для получения симметричной магнитной системы в одностаторном ШД число зубцов ротора должно быть четным и не делящимся на число фаз m . При таком выборе числа зубцов z_p ротора обеспечивается автоматический угловой сдвиг зубцов смежных полюсов статора относительно зубцов ротора на τ_z/m , где $\tau_z = \pi D_p/z_p$ — зубцовое деление; D_p — диаметр ротора.

Двигатели с пассивным ротором выполняются трех-, четырех-, пяти- и шестифазными [12]. В табл. 4.1 приведены параметры ШД с пассивным ротором, которые могут быть использованы в качестве исполнительных для различных координат ПР. Для ШД скорость и мощность являются переменными величинами, определяемыми параметрами инвертора, и поэтому в таблицах не приводятся. Нагрузочные характеристики ШД определяются максимальным моментом и также зависят от параметров инвертора и способа коммутации.

Из ШД с активным ротором практическое применение получили двухфазные двигатели, у которых каждая фаза разделяется на две, управляемые однополярными импульсами тока, т.е. практически четырехфазные двигатели, управляемые так же, как и четырехфазные двигатели с пассивным ротором. Магнитоэлектрический ШД является классической синхронной машиной. Его принцип действия основан на взаимодействии потока возбуждения от многополюсного постоянного магнита с потоком управления, создаваемым многофазной (как правило, двухфазной) обмоткой статора. Скачкообразное перемещение поля статора обеспечивается изменением направления тока поочередно в каж-

Таблица 4.1

Тип двигателя	Шаг, град	Максимальный статический момент, Н · м	Ток фазы, А	Габаритные размеры, мм
ДШИ-360-4-111	1	0,16	4,5	98 × 85
ДШИ-360-4-131	1	3,8	7,4	98 × 110
ШД-5Д1М	1,5	0,3	2,8	80 × 195
ДРШ-1	1,5	0,36	3	186 × 105
Ш-2,65/20	2,65	3,7	3,2	215 × 114
Ш-2,65/50	2,65	11,0	4,0	280 × 170
Ш-2,65/150	2,65	30,0	8,0	452 × 178

П р и м е ч а н и е. Для двигателей ДРШ-1 и ШД-5Д1М число фаз равно 6, а число тактов коммутации 12. Для всех остальных двигателей число фаз и число тактов коммутации равно 4.

Таблица 4.2

Тип двигателя	Шаг, град	Максимальный статический момент, Н · м	Ток фазы, А	Габаритные размеры, мм
ДШИ-200-1	1,8	0,2	1,5	57 × 40
ДШИ-200-2	1,8	0,46	1,5	57 × 51
ДШИ-200-3	1,8	0,84	1,5	57 × 79
ДШИ-20-4-111	18	0,15	1,5	98 × 85
ДШИ-20-4-131	18	0,3	9,25	98 × 110
ДШИ-4А	18	0,4	4,1	120 × 195
ДШИ-6	18	0,6	5,0	160 × 207

П р и м е ч а н и я. 1. Для всех двигателей число фаз равно 4. 2. Двигатели типов ДШИ-200-1, ДШИ-200-2, ДШИ-200-3 индукторные с постоянным кольцевым магнитом на роторе, остальные двигатели переменно-полюсные.

дой фазе, что приводит к смещению результирующего поля статора на шаг a . Такая же картина перемещения поля статора на шаг будет иметь место при расщеплении каждой фазы и питании каждой секции однополярными импульсами тока. Расщепление фаз позволяет заменить реверсивный инвертор на более простой и надежный нереверсивный (см. § 4.3). В ШД с переменно-полюсным активным ротором трудно выполнить большое число полюсов, поэтому их шаг лежит в пределах 15–90°. Основные технические данные ШД с активным ротором приведены в табл. 4.2.

Основой использования ШД в ПР является построение безредукторных приводов или приводов с минимальным числом и коэффициентами передачи кинематических звеньев. Большое число пар полюсов специальных ШД, особенно с пассивным ротором, выполняет роль электрического редуктора, так как увеличивает момент двигателя. Поэтому при равном моменте ШД по сравнению с двигателями постоянного тока имеют меньшие массогабаритные показатели и большее быстродействие.

4.2. Линейные и многокоординатные шаговые двигатели

Применение линейных двигателей упрощает привод при поступательном движении координаты ПР, при этом совмещается магнитная система двигателя с подвижным элементом и исключаются все кинематические преобразователи движения. Линейный двигатель принципиально любого типа может быть образован из вращательного путем разрезания вдоль оси и развертки его на плоскость движения. По способу преобразования электрической энергии в механическую линейные двигатели, так же как и двигатели вращательного движения, делятся на

двигатели постоянного и переменного тока (асинхронные и синхронные). Линейные двигатели постоянного тока имеют развернутые коллекторы, что усложняет их конструкцию и ограничивает применение. Бесконтактные линейные ШД (ЛШД) получили наибольшее применение.

Линейные шаговые двигатели могут выполняться как плоскими, так и цилиндрическими [12]. Последние конструктивно повторяют двигатели вращательного движения, но подвижный элемент совершает возвратно-поступательное движение.

Скорость ЛШД определяется зубцовым делением τ_z и частотой f переключения фаз:

$$v = \tau_z f / t.$$

Получение высоких скоростей движения в ЛШД не вызывает трудностей, поскольку увеличение зубцовового деления и частоты не лимитируется технологическими факторами. Технологические ограничения накладываются на минимальное значение τ_z . Для уменьшения шага полюсы ЛШД целесообразно выполнять зубчатыми, как у ШД вращательного движения. Такая конструкция ЛШД позволяет получить шаг Δx , который ограничивается в сторону уменьшения только допустимыми зазорами между индуктором и вторичным элементом. Для оптимального использования магнитной системы ЛШД по объему необходимо выполнить условие $\tau_z / \delta_3 \geq 10$, где δ_3 – воздушный зазор между индуктором и вторичным элементом. В табл. 4.3 приведены основные технические данные отечественных ЛШД.

Эти данные следует рассматривать как показатели возможностей ЛШД при проектировании конкретных манипуляторов и роботов, поскольку наибольший эффект дает применение ЛШД не общего назначения, а спроектированного непосредственно для данного механизма. Вопросы проектирования ЛШД рассмотрены, например, в [14].

Максимальная скорость линейных перемещений в ПР не превышает $30 \cdot 10^{-3}$ м/с и при шаге около 10^{-3} м соответствует частоте $f < 30$ Гц. Это обстоятельство позволяет изготавливать магнитопровод ЛШД не-

Таблица 4.3

Тип двигателя	Шаг, 10^{-3} м	Максимальное усилие, Н	Габаритные размеры, 10^{-3} м	Масса, кг
ДШЛ-1А	1,2	90	110 × 115	5
ДШЛ-1В	1,25	90	100 × 103	5,5
ДШЛ-9	1,25	160	100 × 182	9,3
ДШЛ-6	0,5	20	128 × 20	1,3
ЛШД-1-2	0,16	84	370 × 127 × 47	2
ЛШД-2-2	0,32	70	200 × 200 × 25	2,3

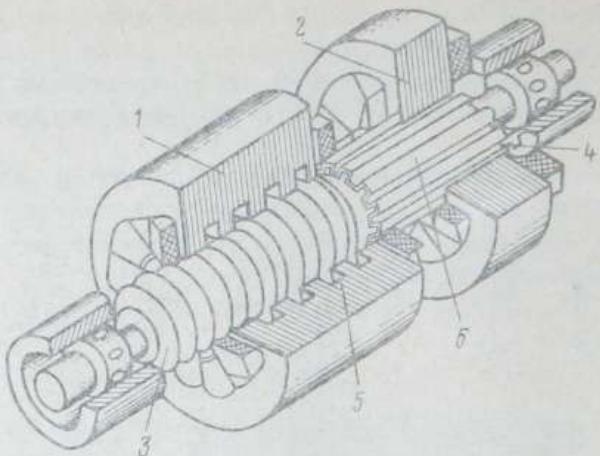


Рис. 4.1. Общий вид вращательно-поступательного ШД

штихтованным из обычной конструкционной стали и рассматривать сам двигатель как элемент конструкции манипулятора.

Использование дискретного привода позволяет не только упростить кинематику механизмов, обеспечивающих простое однокоординатное движение, но и в большей степени облегчить получение сложного движения по двум и более координатам.

Двухкоординатный ЛШД (рис. 4.1) позволяет получить вращательно-поступательное движение, характерное для "кисти" манипулятора. Двигатель имеет два аксиально расположенных статора 1 и 2 соответственно для перемещения и вращения. Каждый из статоров выполнен в соответствии с принципами, рассмотренными выше, применительно к координатным двигателям вращательного и линейного движения. Особенностью рассматриваемого ШД является жесткая связь вторичных элементов — якоря 3 поступательного движения и ротора 4. Общий вторичный элемент обоих двигателей выполнен из конструкционной стали. Вторичный элемент (якорь 3) линейного двигателя снабжен поперечными цилиндрическими зубцами 5, взаимодействующими с аналогичными зубцами статора 1. Зубцы 6 ротора выполнены аксиальными, т.е. расположены под прямым углом к зубцам 5 линейной части двигателя. Такое расположение зубцов 5 и 6 исключает взаимное влияние одной координаты на другую.

При переключении фаз линейного статора 1 его полюсы взаимодействуют с зубцами 3 и обеспечивают линейное перемещение подвижного элемента. Часть возбужденных фаз статора 2 создает статический момент, удерживающий подвижный элемент в данном угловом положении и препятствующий его повороту. Аналогично при коммутации фаз статора 2 и фиксированном возбуждении группы фаз линейного статора 1 обеспечивается вращение подвижного элемента при данном

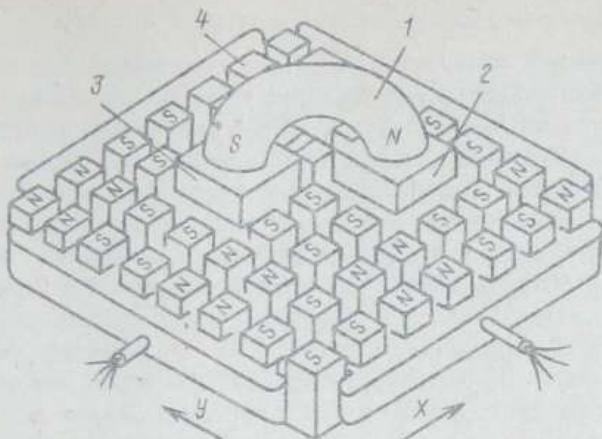


Рис. 4.2. Общий вид плоскостного двухкоординатного ШД

линейном положении. Одновременное возбуждение фаз обоих статоров в определенной последовательности обеспечивает двухкоординатное вращательно-поступательное движение с шагом, зависящим от соотношения частот управления линейной и вращательной частей двигателя. Изменяя это соотношение, можно формировать любой закон движения подвижного элемента.

Двухкоординатное движение на плоскости обеспечивает ШД, схематично изображенный на рис. 4.2. Возбуждение полюсов в двигателе осуществляется от постоянного магнита, расположенного на подвижном якоре 1. Постоянный магнит соединяет полюсы 2, 3, несущие катушки управления (фазы) и обеспечивающие взаимодействие ортогонально расположенных зубцов с зубцами 4 пассивного индуктора. В двухкоординатном ШД рассмотренной конструкции зубцы 4 индуктора образуются нарезкой двух систем пазов во взаимно перпендикулярных направлениях. Возможно выполнение индуктора двухкоординатного ШД с разнесением в пространстве двух систем взаимно перпендикулярных зубцов [12]. Подвижная часть ШД в этом случае увеличивается. Двухкоординатные ШД могут быть выполнены и с самовозбуждением аналогично ШД вращательного движения и ЛШД с пассивным ротором.

Возможность перемещения подвижной части двухкоординатного ШД по любой траектории в плоскости XY наилучшим образом реализуется при применении аэростатических опор, обеспечивающих при практически полном отсутствии трения гарантированный зазор, не превышающий, как правило, $20 \cdot 10^{-6}$ м. Давление воздуха на входе пневмосистемы требуется при этом не более $6 \cdot 10^5$ Па.

Двухкоординатные ШД могут быть успешно применены в транспортирующих координатах ПР.

4.3. Инверторы для управления шаговыми двигателями

Для управления ШД используются статические преобразователи частоты — инверторы, структура которых несколько отлична от структуры непрерывного частотно-регулируемого привода, например асинхронного. Эти отличия обусловлены особенностями управления ШД, который представляет собой дискретную разомкнутую следящую систему. Дискретный привод с ШД управляет унитарным кодом — частотно-модулированной последовательностью импульсов, причем информационными параметрами этой последовательности являются частота f и число N импульсов. Частота управления f однозначно определяет скорость ШД $\omega = af$, а число импульсов N — положение подвижного элемента $\varphi = a(N_b - N_h)$, где a — шаг ШД; N_b — число импульсов, соответствующих движению в направлении "вперед"; N_h — число импульсов, соответствующих движению "назад". Частота следования импульсов управления изменяется по произвольному закону, как правило, скачкообразно, в широком диапазоне, включающем в себя и режим фиксации ($f = 0$), когда ШД развивает статический синхронизирующий момент (или усилие), сохраняя неограниченное время заданное угловое или линейное положение.

Эти особенности определяют структуру как входных устройств, преобразующих входной унитарный код в многофазную систему напряжений, так и силовой части преобразователи (инвертора), обеспечивающей коммутацию фаз ШД и регулирование напряжения в функции частоты.

На рис. 4.3 дана функциональная схема блока управления ШД, поясняющая принцип построения и раскрывающая входящие в него элементы. Управляющий унитарный код вырабатывается генератором импульсов ГИ с регулируемой частотой или специальным задающим устройством ЗУ, в качестве которого могут быть использованы различ-

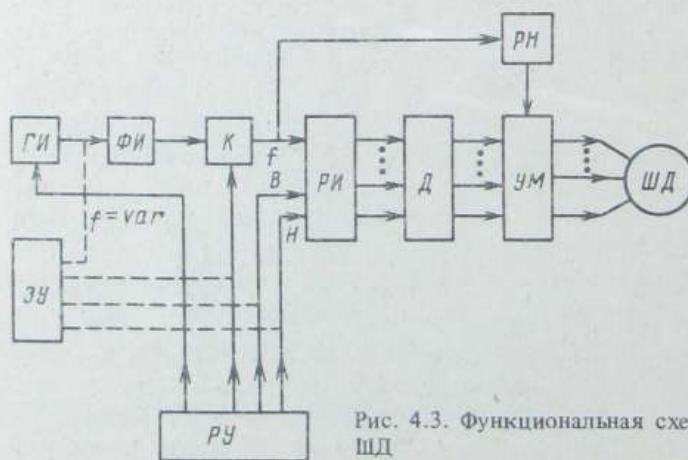


Рис. 4.3. Функциональная схема блока управления ШД

ногого рода программные устройства или ЭВМ. Сигнал с выхода *ГИ* при необходимости калибруется по амплитуде и длительности формирователем импульсов *ФИ* для согласования параметров управляющих импульсов с входными параметрами распределителя импульсов *РИ*. Ключ *К* осуществляет управление поступлением импульсов на вход *РИ*. Изменение направления движения ШД (реверс) осуществляется *РИ*, который в зависимости от сигналов, поступающих на входы выбора направления движения вперед *В* и назад *Н*, изменяет последовательность переключения фаз с прямой на обратную. Регулирование частоты *f* и числа импульсов, поступающих на вход *РИ*, может осуществляться как вручную блоком *РУ* (такой режим широко используется для наладочных и установочных перемещений), так и автоматически по сигналам задающего устройства *ЗУ*, связи которого с *РИ* показаны на рис. 4.3 штриховыми линиями.

Распределитель импульсов в общем случае вырабатывает произвольную *n*-фазную систему прямоугольных напряжений, не совпадающих с требуемым законом коммутации фаз ШД, который характеризуется числом одновременно включенных фаз и продолжительностью включения каждой фазы. Для согласования законов коммутации *РИ* и усилия мощности *УМ* (инвертора), коммутирующего фазы ШД, вводится дешифратор *Д*. Регулятор напряжения *РН* осуществляет импульсное регулирование напряжения на ШД при изменении частоты *f*. При поступлении на *РИ* каждого импульса управления регулятор напряжения *РН* подает на фазы ШД импульс повышенного напряжения, длительность которого устанавливается постоянной или изменяется в функции частоты или тока [14].

Распределитель импульсов относится к счетным многотактным устройствам и может быть построен на любых счетных элементах (триггерях, счетчиках, регистрах сдвига) любых серий и исполнения [15]. В настоящее время для формирования управляющих напряжений инвертора широко используются микропроцессорные средства, реализующие функции, выполняемые *РИ* и остальными преобразовательными элементами схемы рис. 4.3, программным путем [26]. При выборе схемной реализации преобразовательной части блока управления ШД следует иметь в виду, что свойства и характеристики привода не зависят ни от элементной базы, ни от выбранной схемы. Основное требование, которому должен удовлетворять *РИ*, — это высокая помехозащищенность, поскольку он является основным источником потерь информации, невосполнимых в разомкнутом приводе.

Особенностью большинства ШД и ЛШД является питание однополярными импульсами тока, что и вызывает необходимость отхода при построении усилителей мощности для ШД от традиционных схем автономных инверторов. Для коммутации фаз ШД используется многоканальный нереверсивный усилитель, элементы которого работают в ключевом режиме (рис. 4.4, *a*). Число каналов усилителя мощности

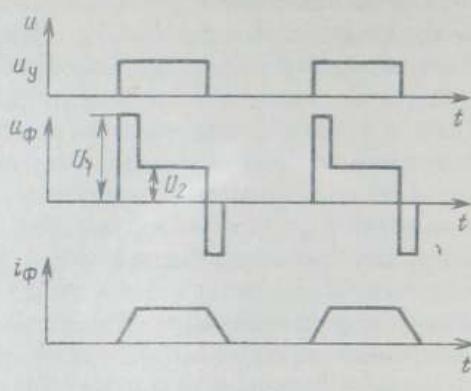
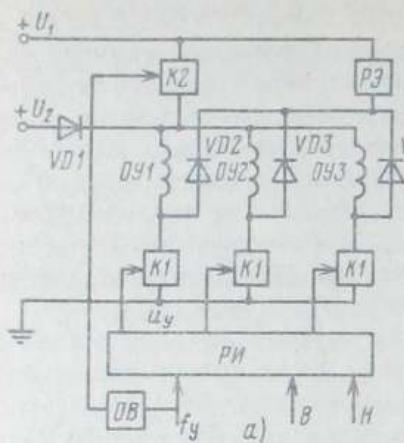


Рис. 4.4. Схема нереверсивного усилителя (а) и временные диаграммы сигналов (б)

равно числу m ШД. В качестве ключевых элементов используются транзисторы и тиристоры [14]. Для инверторов ШД характерна тесная взаимосвязь элементов усилителя мощности и регулятора напряжения. Регулирование напряжения на фазах ШД при изменении частоты обеспечивается формированием процессов нарастания и спада тока в моменты коммутации фаз. При поступлении на вход ключевого элемента $K1$ одного из каналов усилителя мощности сигнала u_y с выхода распределителя импульсов PI одновибратор OB формирует импульс постоянной или регулируемой длительности t_Φ , отпирающий ключ $K2$, что приводит к подаче на фазу обмотки управления ОУ импульса повышенного напряжения u_1 (рис. 4.4, б). По окончании импульса форсирования к обмотке ОУ прикладывается напряжение $U_2 = I_{\text{ном}} R$, где $I_{\text{ном}}$ — номинальный фазный ток; R — активное сопротивление фазы. Диод $VD1$ предотвращает короткое замыкание источника U_1 при включении $K2$. После снятия с ключа $K1$ управляющего напряжения u_y он запирается и фаза ОУ отключается от источников питания. Процесс отключения ОУ сопровождается выделением энергии, накопленной электромагнитным полем фазы при включении. Форсирование процесса спада тока приводит к необходимости введения в схему усилителя мощности разрядных элементов $P3$, рассеивающих или рекуперирующих в источник питания энергию, выделяемую при отключении фазы ШД. Связь ОУ с $P3$ осуществляется в схеме рис. 4.4, а через диоды $VD2$ – $VD4$. В качестве разрядных элементов используются резисторы, стабилитроны, конденсаторы, транзисторы, инверторы и вспомогательные источники питания [15]. Схема рис. 4.4, а обеспечивает формирование фазного напряжения u_ϕ и фазного тока i_ϕ , показанных на рис. 4.4, б. В режиме фиксированной остановки одна или

несколько фаз (в зависимости от числа фаз ШД и способа коммутации) оказываются возбужденными: к ним приложено напряжение U_2 и проходит ток $i_\Phi = U_2/R$.

Различие схем инверторов для управления ШД определяется способом формирования процессов нарастания и спада тока в фазе.

Возможны три способа формирования переходных процессов. При первом способе на обмотки управления подают повышенное напряжение, а для ограничения тока на допустимом уровне последовательно с обмоткой включают резистор. Такой способ нашел ограниченное применение из-за низкого КПД. Во втором случае к обмотке в первый момент времени прикладывается напряжение u в коэффициент форсирования k_F больше, чем напряжение короткого замыкания $u_{k.z} = I_{nom}R$. Затем при достижении током номинального значения I_{nom} напряжение автоматически снижается по $u_{k.z}$, и далее ток не контролируется. Для ускорения процесса отключения обмотки к ней прикладывается обратное форсирующее напряжение. Временные диаграммы на рис. 4.4, б иллюстрируют процессы импульсного форсирования. Такой способ форсирования наиболее целесообразен для индукторных ШД, имеющих малую ЭДС вращения, а следовательно, и собственное демпфирование, поэтому напряжение, необходимое для задания номинального тока, в меньшей степени зависит у них от скорости, чем у магнитоэлектрических. Третий способ форсирования фактически сводится к питанию ШД от источника тока. Здесь посредством датчика тока постоянно контролируется ток, и в зависимости от его значения обмотка либо подключается к источнику напряжения $U = k_F u_{k.z}$, либо отключается. Временные диаграммы тока i_Φ и напряжения u_Φ при таком способе форсирования приведены на рис. 4.5. Этот способ форсирования переходных процессов можно рекомендовать для ШД любого типа.

Важное значение имеет также форсирование отключения фазы ШД с одновременным ограничением перенапряжений. Самый простейший способ — шунтирование фазы обратным диодом. Этот способ хорошо зарекомендовал себя при низких частотах управления. Для ускорения процесса форсирования последовательно с диодом включают разрядный резистор, но особенно хорошие результаты дает использование разрядной цепи, состоящей из соединенных резистора и конденсатора, при этом получается частотно-зависимое регулирование напряжения на отключаемой фазе. При низких частотах коммутации такая раз-

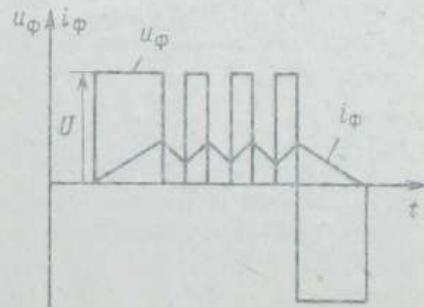


Рис. 4.5. Диаграммы изменения напряжения и тока при импульсном форсировании

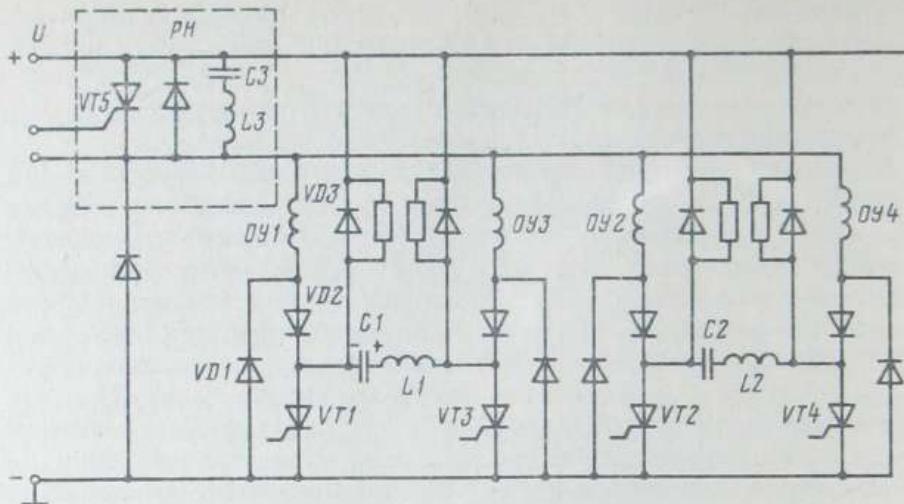


Рис. 4.6. Схема тиристорного инвертора

рядная цепь обеспечивает медленный спад тока, улучшая тем самым качество движения, а при высоких частотах — быстрое (форсированное) отключение фазы, расширяя тем самым рабочий диапазон частот.

Схемы инверторов выполняются либо на тиристорах для мощных ШД, либо на транзисторах. Схема тиристорного инвертора для четырехфазного ШД приведена на рис. 4.6 [14]. Она обеспечивает парную коммутацию фаз ШД OY_1 — OY_4 и состоит из двух триггеров на тиристорах VT_1 , VT_3 и VT_2 , VT_4 . Коммутация тиристоров осуществляется колебательными контурами L_1C_1 и L_2C_2 . Рассмотрим работу одного из триггеров. Предположим, что первоначально открыт тиристор VT_1 . Ток в фазе (обмотке управления) OY_1 протекает по цепи плюс источника питания — импульсный регулятор напряжения PH — OY_1 — VD_1 — VT_1 — минус источника питания. Конденсатор C_1 заряжен до напряжения питания с полярностью, показанной на схеме. В таком состоянии триггер может находиться длительное время. Для коммутации фаз OY_1 и OY_3 необходимо закрыть тиристор VT_1 и открыть тиристор VT_3 . При подаче управляющего импульса VT_3 открывается и создается контур для перезаряда конденсатора C_1 : реактор L_1 — VT_3 — VT_1 . Ток перезаряда конденсатора направлен встречно току тиристора VT_1 и превышает его. Тиристор VT_1 закрывается. Перезарядка конденсатора C_1 заканчивается по контуру L_1 — VT_3 — VD_1 — VD_2 . Фаза OY_1 через диоды VD_2 — VD_3 подключается на обратное напряжение.

Для регулирования тока в фазах ШД предусмотрен тиристорный регулятор напряжения PH , выделенный на схеме штриховой линией. При подаче управляющего импульса на тиристор VT_5 он открывается

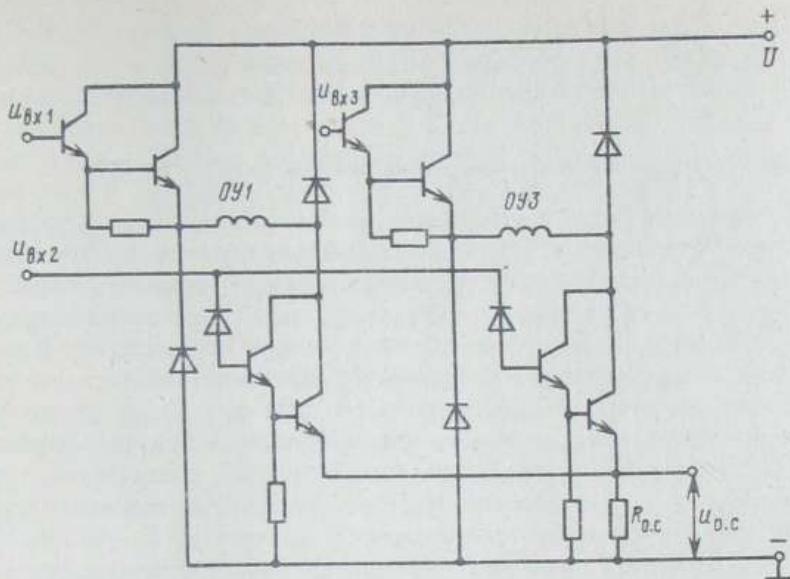


Рис. 4.7. Схема транзисторного нереверсивного инвертора

и к нагрузке прикладывается напряжение питания U . Одновременно образуется колебательный контур $C3 - VT5 - L3$. В первый полупериод перезаряда конденсатора ток колебательного контура совпадает по направлению с током нагрузки, а во второй направлен встречно, вследствие чего через некоторое время тиристор $VT5$ автоматически закрывается. Таким образом, длительность импульса, приложенного к нагрузке напряжения, определяется параметрами колебательного контура $C3L3$. Изменяя частоту управляющих импульсов, можно регулировать среднее значение напряжения, приложенного к нагрузке, как в функции тока в нулевом проводе (управление от источника тока), так и в функции частоты переключения обмоток управления, обеспечивая импульсное регулирование напряжения в функции частоты.

На рис. 4.7 приведена схема транзисторного инвертора. Она построена на основе нереверсивного моста. Силовые ключи выполнены по схеме составного транзистора. Переключение фаз ШД происходит путем одновременной коммутации верхних и нижних по схеме ключей. Применив широтно-импульсную модуляцию ключей, можно регулировать напряжение на фазах ШД или ток. В последнем случае сигнал обратной связи $u_{o.c.}$ снимают с $R_{o.c.}$. Временные диаграммы тока и напряжения в этом случае будут такие же, как и на рис. 4.5. Управление ключами осуществляется сигналами $u_{Bx1} - u_{Bx3}$. Сигналы u_{Bx1} и u_{Bx3} рабатываются распределителем импульсов, а сигнал u_{Bx2} формируется системой регулирования напряжения или тока.

Рассмотренные схемы инверторов позволяют управлять ШД в различных режимах и при различных способах коммутации, которые оказывают значительное влияние на характеристики дискретного привода.

4.4. Способы управления шаговыми двигателями

Параметры ШД — точность, устойчивость движения и нагрузочная способность — зависят от способа коммутации фаз — способа управления. Простейшим и наиболее распространенным является способ последовательного переключения (перебора) одной или группы возбужденных фаз, получивший название естественной коммутации. При естественной коммутации ток в фазах ШД принимает только два установленных значения: 0, когда фаза отключена, и $I_{\text{ном}}$, когда фаза возбуждена. Возможности такого способа управления ШД ограничены. Шаг a двигателя определяется числом тактов коммутации n , которое зависит от числа фаз m . При симметричной коммутации $n = m$. Несимметричная коммутация позволяет увеличить число тактов коммутации до $n = 2m$, уменьшив шаг двигателя в 2 раза в сравнении с симметричной коммутацией.

Симметричная коммутация может быть поочередной, когда в каждый момент времени включена только одна фаза ШД, и парной, при которой в каждый момент времени включено две фазы. Для многофазных ШД одновременно может быть включено не более $m/2$ фаз. Симметричная коммутация обеспечивает неизменное значение амплитуды результирующего вектора момента (силы) в каждом такте коммутации. Нагрузочная способность ШД в этом случае от такта к такту не изменяется, что обеспечивает меньшие колебания скорости и угла. В большинстве случаев для четырехфазных ШД используется парная коммутация фаз, увеличивающая устойчивость движения и повышающая момент двигателя приблизительно в $\sqrt{2}$ раз в сравнении с поочередной коммутацией.

Несимметричная коммутация: 6-тактная для трехфазных, 8-тактная для четырехфазных, 10-тактная для пятифазных и 12-тактная для шестифазных двигателей — широко используется для повышения устойчивости движения в области частот электромеханического резонанса и уменьшения шага [14]. Достоинством такой коммутации является возможность использования ее для уменьшения дискретности привода, поскольку схема инвертора практически не зависит от числа тактов. Недостатком несимметричной коммутации является изменение амплитуды результирующего вектора момента (силы) от одного такта к другому, что приводит к увеличению колебаний угла и скорости.

Дискретное перемещение магнитного поля статора ШД, вызванное дискретным характером изменения токов в фазах, определяет специфику его работы на низких и средних частотах управления, выраженную в колебательном движении подвижного элемента. Это явление в

большинстве случаев вредно, особенно в тех случаях, когда колебания приводят к потере устойчивости движения ШД. Поиски способов управления, сочетающих шаговый принцип перемещения поля статора ШД и возможность фиксации его в требуемом положении с принципами плавного перехода магнитного поля из одного пространственного положения в другое, привели к разработке способа управления, получившего название электрического дробления шага. Он основан на введении дополнительной модуляции фазных токов внутри основного периода коммутации. При таком управлении токи в фазах принимают уже не два фиксированных значения, как при естественной коммутации, а в общем случае произвольное их число, которое в пределе может стремиться к бесконечности. Такой способ управления эквивалентен увеличению числа фаз ШД и особенно эффективен для малофазных двигателей с $m \leq 4$. Электрическое дробление шага позволяет уменьшить основной шаг двигателя в целое или дробное число раз, а также получить низкие и сверхнизкие скорости движения с высоким качеством.

При построении схем управления с дроблением шага получили применение два основных принципа: двухчастотное управление, при котором в качестве импульсного модулятора используется распределитель импульсов, и управление с промежуточным преобразованием кода, вырабатываемого распределителем импульсов, в аналоговый управляющий сигнал, подаваемый на вход регуляторов напряжения.

При двухчастотном управлении сохраняются неизменными распределитель импульсов *РИ* и усилитель мощности *УМ*, а схема дополняется делителями частоты *Д1*, *Д2* (рис. 4.8) с переменными коэффициентами деления ϵ_1 и ϵ_2 . На управляющие входы делителей *Bx.1* и *Bx.2* подаются команды в виде цифровых кодов, изменяющие их коэффициенты деления, или, что то же самое, коэффициент дробления

$$k_d = \epsilon_1 \epsilon_2 / (\epsilon_1 - \epsilon_2)$$

при неизменной частоте f задающего генератора импульсов *G* с парофазным выходом. Скорость ω движения ШД при поступлении на входы *B* и *H* распределителя *РИ* импульсов с частотами f_1 и f_2 определяется выражением

$$\omega = a(f_1 - f_2) = af/k_d = a_d f,$$

где a – основной шаг; $a_d = a/k_d$ – дробный шаг.

В схеме рис. 4.8 скорость ШД ω можно регулировать, изменения коэффициенты деления делителей *Д1* и *Д2*, а также частоту генератора *G*. Рассмотренный принцип электрического дробления шага обеспечивает импульсную модуляцию фазных напряжений ШД при неизменном уровне питающего напряжения, которая соответствует изменению их средних значений по линейному закону. Линейный закон изменения фазных напряжений (и даже токов) не обеспечивает равномерного

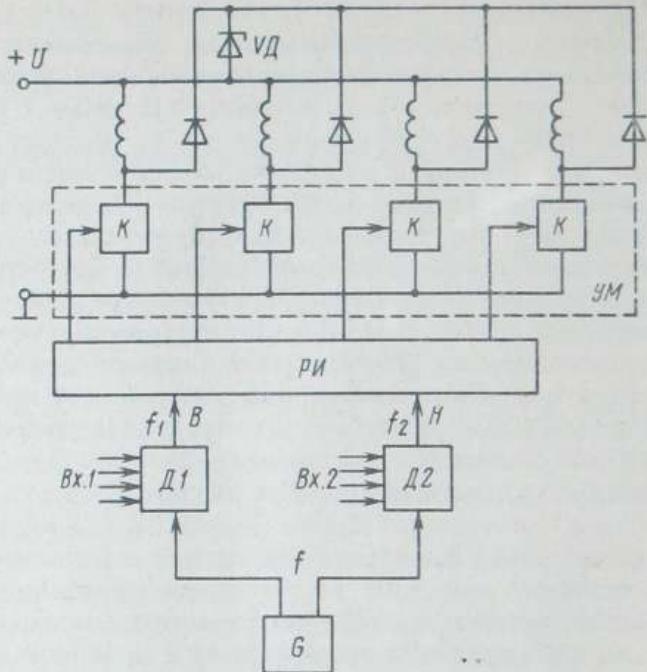
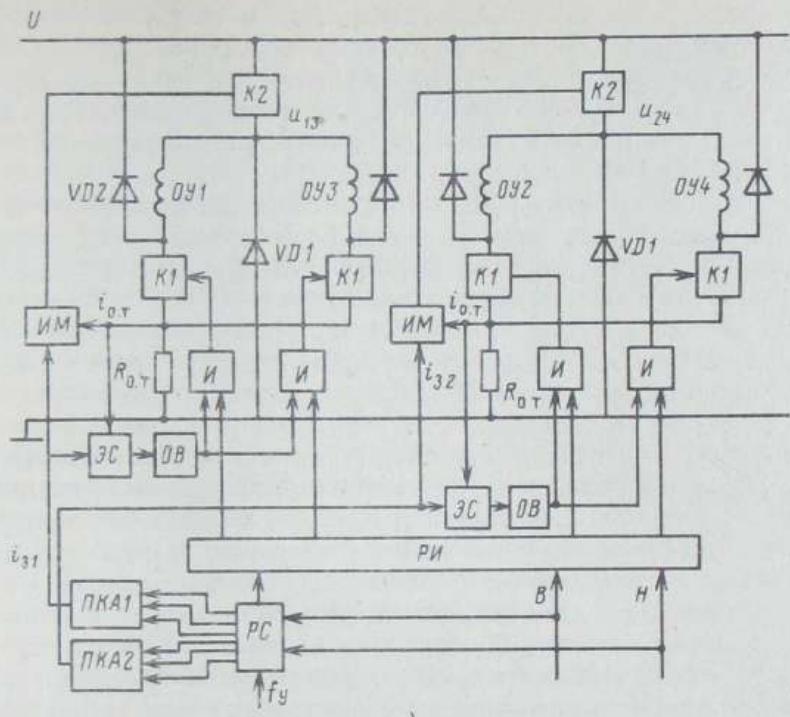


Рис. 4.8. Схема двухчастотного управления ШД

деления основного шага. Для достижения равномерного деления шага токи в фазах ШД должны изменяться по закону, близкому к синусоидальному, и при этом надо учитывать реальную картину распределения магнитного поля в зазоре ШД и насыщение магнитной системы. Поэтому схемы инверторов, формирующие фазные напряжения (а не токи), не позволяют получить симметричную кривую фазного тока, т.е. не обеспечивают равномерного деления шага.

Импульсное регулирование напряжения, осуществляющееся при двухчастотном управлении ключевыми элементами усилителя мощности, сопровождается потерями энергии на переключение ключей K с высокой частотой и в разрядной цепи (стабилитрон VD на рис. 4.8). Такой способ электрического дробления шага характеризуется низким КПД, что ограничивает его применение только маломощными ШД при невысоких точностях деления шага.

Повысить точностные и энергетические показатели привода с электрическим дроблением шага позволяет схема рис. 4.9, а, формирующая токи $i_1 - i_4$ (рис. 4.9, б), закон изменения которых может гибко варьироваться [15]. Схема осуществляет импульсное поддержание и регулирование фазных токов $i_1 - i_4$, в соответствии с заданными значениями i_{31}, i_{32} , закон изменения которых определяется характеристиками преобразователей код – аналог ПКА1 и ПКА2. Введение отрица-



а)

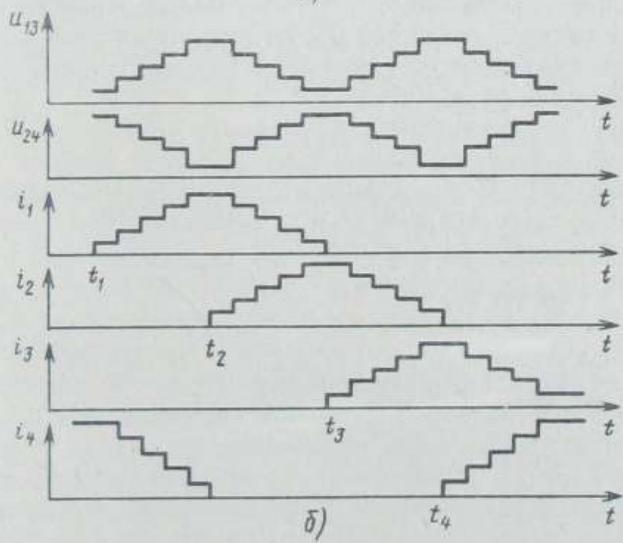


Рис. 4.9. Схема (а) и временные диаграммы напряжений и токов (б) при электрическом дроблении шага

тельной обратной связи по току в фазах ШД устраняет влияние на точность деления шага таких изменяющихся параметров привода, как питающее напряжение U , активные сопротивления фаз и т.д. Кроме того, схема становится нечувствительной к разбросу параметров ШД, что позволяет производить единую настройку характеристик преобразователей ПКА1 и ПКА2 для целого класса двигателей.

Распределитель импульсов РИ, число тактов n которого равно числу фаз m ШД, обеспечивает основную коммутацию фаз ОУ1–ОУ4 (моменты времени t_1 – t_4 на рис. 4.9, б). Изменение фазных токов внутри основного интервала коммутации каждой фазы ($t_3 - t_1$, $t_4 - t_2$ и т.д.) обеспечивается реверсивным счетчиком РС, к выходам которого подключены преобразователи код–аналог ПКА1 и ПКА2, задающие установки импульсным модуляторам ИМ. Емкость счетчика РС или число тактов дополнительного распределителя импульсов равны коэффициенту дробления шага k_d . Преобразователи код–аналог могут быть выполнены по различным схемам, в том числе и в интегральном исполнении. При значениях $k_d \leq 16$ преобразователи код–аналог удобно строить по схеме дешифраторов, сопротивления нагрузки которых соответствуют значениям ступеней фазного тока. Для больших значений коэффициента дробления целесообразно использовать цифро-анalogовые преобразователи, имеющие 10 двоичных разрядов, т.е. позволяющие получить $k_d = 2^{10} = 1024$. Эти преобразователи имеют линейную характеристику и, следовательно, позволяют формировать только линейный закон изменения фазных токов. Введение между реверсивным счетчиком и цифро-анalogовым преобразователем программируемого постоянного запоминающего устройства позволяет задать любой сложный закон изменения фазных токов.

Импульсный модулятор ИМ обеспечивает управление ключом К2 регулятора напряжения. Он может быть выполнен либо по схеме широтно-импульсного модулятора, либо в виде релейного элемента.

На один вход модулятора поступает сигнал задания i_{31} (i_{32}), а на другой — сигнал обратной связи по току $i_{o.t}$, снимаемый с резистора $R_{o.t}$. Обмотки управления ОУ1, ОУ3 и ОУ2, ОУ4 работают в противофазе, что позволяет ограничиться только одним ключом К2 и одним резистором $R_{o.t}$ для каждой пары фаз ШД. При включении К2 к фазе ШД прикладывается напряжение питания и ток нарастает. Когда $i_3 \leq i$, ключ К2 запирается и фаза ШД закорачивается диодом $VD1$, что эквивалентно уменьшению напряжения на фазе до нуля. В этом случае обеспечивается экономичное импульсное регулирование фазного напряжения. При запирании обоих ключей К1 и К2 отключенная фаза подключается через диод $VD2$ встречно напряжению источника питания U , что обеспечивает форсирование процесса спадания тока и рекуперацию энергии, накопленной в фазе. Такой принцип построения силовой части инвертора с дроблением шага обеспечивает высокие энергетические показатели и большие скорости изменения токов.

в фазах, т.е. обеспечивает работу привода в широком диапазоне частот.

Для лучшего формирования спадающей ветви тока необходимо при $i_3 < i$ запирать не только ключ $K1$, но и ключ $K2$. Это обеспечивается в схеме рис. 4.9, а введением элемента сравнения $\mathcal{E}C$, определяющего условие $i > i_3$, и одновибратора OB , вырабатываемого короткий импульс, запирающий через элемент I ключ $K1$ на время спада тока на одну ступень.

Рассмотренный принцип построения схемы управления с дроблением шага особенно целесообразно использовать для мощных (так называемых силовых) ШД с различным числом фаз и тактов коммутации. Дробление шага открывает пути для широкого использования в качестве силовых ШД таких серийных электрических машин, как АД с фазным ротором и СД.

Применительно к задачам управления роботами и манипуляторами представляет интерес исследование влияния электрического дробления шага на следующие характеристики дискретного привода: качество движения в области низких частот; динамические характеристики, в частности скорость приемистости; максимальная скорость при плавном изменении частоты управления; точность позиционирования.

Для исследования влияния электрического дробления шага на свойства привода может быть использована система уравнений [14], которая при двухчастотном управлении записывается в виде

$$\left. \begin{aligned} i_d + \kappa \frac{di_d}{d\tau} - \kappa \frac{d\theta}{d\tau} i_q &= (\cos \gamma_1 \cos \gamma_2 + \sin \gamma_1 \sin \gamma_2) \cos \theta + \\ &+ (\sin \gamma_1 \cos \gamma_2 - \cos \gamma_1 \sin \gamma_2) \sin \theta; \\ i_q + \kappa \frac{di_q}{d\tau} + \kappa \frac{d\theta}{d\tau} i_d + \delta \frac{d\theta}{d\tau} &= (\sin \gamma_1 \cos \gamma_2 - \\ &- \cos \gamma_1 \sin \gamma_2) \cos \theta - (\cos \gamma_1 \cos \gamma_2 + \sin \gamma_1 \sin \gamma_2) \sin \theta, \\ \frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \mu_h \operatorname{sign} \frac{d\theta}{d\tau} &= i_q, \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

где $\gamma_1 = \frac{\pi}{2} f_1$ и $\gamma_2 = \frac{\pi}{2} f_2$ — ступенчатые функции воздействия соответственно для частот f_1 и f_2 ; i_d, i_q — относительные токи по продольной и поперечной осям; κ — относительная электромагнитная постоянная времени; μ_h — относительный момент нагрузки; τ — относительное время.

Исследование качества движения ШД в области низких частот ($\omega < 0,25$) при двухчастотном управлении, проведенное путем решения

на ЭВМ системы (4.1) с последующей обработкой результатов методом планирования эксперимента, позволило получить полином вида

$$\Delta\omega_y = 2,35 - 0,7\kappa - 9\omega - 0,04k_d + 0,008k_d + \\ + 2\kappa\omega + 0,2k_d\omega. \quad (4.2)$$

Выражение (4.2) связывает значение амплитуды колебаний скорости $\Delta\omega_y$ в установившемся режиме с параметрами привода κ , ω и коэффициентом дробления шага k_d . Оно может быть использовано при проектировании привода, например для определения требуемого коэффициента дробления шага k_d при заданных колебаниях скорости $\Delta\omega_y$ и параметрах привода κ , ω .

Как следует из (4.2), дробление шага является эффективным средством уменьшения колебаний скорости в области низких частот. Так, увеличение коэффициента дробления с 8 до 50 (т.е. в 6,25 раза) уменьшает колебания в 16 раз.

Влияние электрического дробления шага на максимальную скорость ω_{max} можно проанализировать также с помощью системы (4.1) путем снятия амплитудно-частотных характеристик $d\theta/dt = f(\omega)$ при естественном медленном изменении ω . Это позволяет рассматривать движение ШД при текущем значении ω как установившееся. На рис. 4.10 приведена типичная осциллограмма $d\theta/dt = f(\omega)$, которая наглядно иллюстрирует момент выпадения ШД из синхронизма при достижении ω_{max} . Как правило, ω_{max} определяется режимом возникновения автоколебаний и потерей устойчивости движения. Как показали исследования, нагрузочные характеристики дискретного привода при введении электрического дробления практически не изменяются.

Точность работы ПР принято характеризовать такими показателями, как программируемость (определяет статическую точность привода) и воспроизводимость (является показателем динамической точности привода). Коэффициент дробления оказывает различное влияние на эти показатели. При увеличении k_d программируемость уменьшается вслед-

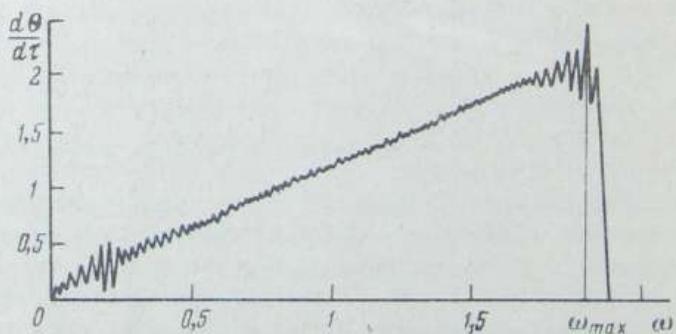


Рис. 4.10. К определению частоты приемистости

ствие уменьшения дискреты привода. Воспроизводимость, определяемая динамической погрешностью, равной $\pm \pi$, не зависит от k_d . В этой связи можно дать следующие рекомендации по выбору k_d . С точки зрения статической точности (программируемости) k_d должен быть ограничен моментом нагрузки и технологической точностью изготовления ШД. Абсолютная статическая погрешность привода независимо от k_d определяется величиной

$$\theta_c = \arcsin(M_h/M_{max}) = \arcsin \mu_h. \quad (4.3)$$

С точки зрения качества движения, косвенно определяемого таким показателем, как воспроизводимость, может оказаться целесообразным увеличивать k_d до значений, больших, чем это требуется с точки зрения статической точности.

Дискретный электропривод с ШД имеет несколько основных режимов работы: статический, режим низких частот, режим движения в зоне приемистости и режим движения со скоростью выше приемистости.

Статический режим – это режим стоянки под током, который обеспечивает запоминание конечных координат перемещения. Точность поддержания заданной координаты определяется статической погрешностью (4.3), равной углу рассогласования положения ротора ШД и вектора МДС. Таким образом, точность позиционирования зависит от крутизны статического синхронизирующего момента вблизи нулевого положения. Точность, определяемая воспроизводимостью заданной точки позиционирования, зависит от момента нагрузки и лежит в пределах основного шага ШД. Точность программирования движения, как указывалось выше, можно повысить за счет электрического дробления шага.

При реактивной нагрузке воспроизводимость также можно повысить путем вибрационной линеаризации в конце движения [20].

Режим низких частот является наиболее тяжелым для ШД. Ненагруженный ШД представляет собой консервативную систему, подверженную периодическим возмущающим воздействиям со стороны управления. При совпадении частоты управляющих импульсов с собственной частотой колебаний ротора ШД возникает резонанс. В дискретном электроприводе с ШД нельзя, строго говоря, указать частоту резонанса, поскольку угловая характеристика ШД нелинейна, а частота собственных колебаний зависит от амплитуды. Поэтому в приводе появляется полоса резонансных частот. В зоне резонансных частот амплитуда колебаний ротора ШД резко возрастает и ШД может выпасть из синхронизма. Снизить амплитуду колебаний ротора можно путем введения в систему диссилиативных сил, например путем увеличения μ_h или δ . Существуют критические значения сочетаний параметров κ , δ , μ_h , определяющие устойчивую работу ШД [14].

Оптимальным в области низких частот можно считать стартстопное управление [14]. При таком управлении для отработки каждого шага на вход блока управления ШД подают три импульса: первый – на вход "Вперед", второй с задержкой времени на вход "Назад" и третий импульс на вход "Вперед". Времена подачи импульсов подбираются таким образом, чтобы соблюдался баланс энергий разгона (между поступлением первого и второго импульсов) и торможения (между поступлением второго и третьего импульсов). При такой организации движения ротор попадает в точку устойчивого равновесия без запаса кинетической энергии и останавливается без колебаний. Запас кинетической энергии на участке разгона определяется выражением

$$W_p = \int_0^{\varphi} [M_{max} \sin(\alpha - \theta) - M_h] d\theta,$$

а на участке торможения

$$W_t = - \int_{\varphi}^{\alpha_{end}} [M_{max} \sin \theta + M_h] d\theta,$$

где α – шаг ШД; φ – момент переключения.

Приравнивая сумму энергии $W_p + W_t = 0$ и решая полученное уравнение относительно φ , находим момент подачи второго импульса. Его подавать можно либо в функции угла, либо, зная условия движения, в функции времени [14].

Режим движения в зоне приемистости характеризуется частотами выше резонансных, но ниже частоты приемистости. Частота приемистости – это максимальная частота вхождения в синхронизм при внезапном пуске из состояния покоя. В области частот приемистости на закон изменения управляющих импульсов не накладывается никаких ограничений. Определить ориентировочно скорость приемистости можно, исходя из следующих рассуждений. Неподвижный ротор ШД при подаче управляющих импульсов начинает проскальзывать относительно поля. Реально поле перемещается скачкообразно, но для упрощения вывода сделаем допущение, что оно плавно перемещается со средней скоростью, определяемой частотой управляющих импульсов. Скольжение в области положительной полуволны синхронизирующего момента сопровождается накоплением кинетической энергии, а в области отрицательной полуволны – ее уменьшением. Максимально возможно накопить кинетическую энергию, равную потенциальной энергии поля, т.е.

$$\frac{J \sum \omega_n^2}{2} = \frac{1}{p_n} \int_0^{\pi} M_{max} \sin \theta d\theta.$$

Максимально достижимая скорость в этом случае

$$\omega_n = 2 \sqrt{M_{max}/(\rho_n J_\Sigma)},$$

или в относительных единицах $\omega_{n*} = 2$. Это оценка скорости приемистости сверху, реальная скорость приемистости ниже.

Механическая характеристика ШД в этом режиме представляется прямой, параллельной оси момента. Максимальное значение нагрузки зависит от соотношения параметров κ, δ, μ_n .

Режим движения со скоростью выше приемистости характеризуется тем, что на закон изменения частоты накладываются жесткие ограничения. При произвольном изменении частоты управляющих импульсов может произойти потеря информации либо ШД даже выпадает из синхронизма. Существуют выражения, позволяющие определить область частот, в которой требуется программирование переходных процессов. Путем решения на ЭВМ уравнений движения с применением методов планирования эксперимента для обработки результатов исследования в [19] получена полиномиальная зависимость максимальной частоты от обобщенных параметров, изменяющихся в пределах

$$\kappa = 0,15 \div 0,45; \quad \delta = 0,15 \div 0,45; \quad \mu_n = 0,05 \div 0,25;$$

$$\omega_{max} = 9 - 6,4\kappa - 23\delta - 10,8\mu_n + 12,5\kappa\delta + 16,1\delta\mu_n + 16,7\delta^2.$$

Если постоянная времени κ мала и ее можно пренебречь, то максимальную скорость, получаемую при постоянном угле коммутации $\gamma - \theta = \pi/2$, можно найти из выражения $\omega_{max} = (1 - \mu_n)/\delta$. При существенных значениях κ система должна обеспечивать коммутацию фаз при динамической погрешности $\gamma - \theta = \pm \pi/2 + \arctg \kappa \omega$. Это возможно реализовать лишь в замкнутых вариантах дискретного электропривода с ШД.

Для расширения рабочего диапазона скоростей ШД в разомкнутом приводе необходимо изменять по определенному закону частоту управляющих импульсов. Частота управляющих импульсов может меняться скачкообразно в определенные моменты времени либо плавно — по линейному или экспоненциальному законам. Скачкообразное изменение частоты целесообразно осуществлять в момент времени, когда мгновенная скорость движения ротора близка к максимальной.

На ЭВМ при исследовании исходной системы уравнений получены выражения максимальной скорости повторного наброса ω_2 после пуска на скорость приемистости и номера шага N , на котором должен быть произведен наброс. Для пределов изменения параметров $\kappa = 0,1 \div 0,9; \quad \delta = 0,05 \div 0,65; \quad \mu_n = 0,05 \div 0,45$ эти выражения имеют вид [19]

$$\omega_2 = 3,02 - 0,85\kappa - 4,43\delta - 2,71\mu_n + 1,41\kappa\delta - 0,45\kappa\mu_n + 4,15\delta\mu_n;$$

$$N = 8,13 + 0,37\kappa + 2,11\delta - 4,66\mu_n - 4,43\kappa\delta - 3,39\kappa\mu_n -$$

$$-0,52\delta\mu_{\text{H}} + 5,21\kappa\delta\mu_{\text{H}}.$$

Возможно использовать не один, а несколько набросов частоты управляющих импульсов. При большом числе ступеней наброса частоты траектория движения определяется предельной механической характеристикой ШД, которая, как известно, имеет вид

$$\mu_{\text{пред}} = \frac{-\omega\delta + 0,9\sqrt{1 + \kappa^2\omega^2}}{1 + \kappa^2\omega^2}.$$

Решение уравнения движения ШД с учетом предельной механической характеристики приводит к закону изменения частоты управления во времени, близкому к экспоненциальному. Этот закон может быть положен в основу определения алгоритмов управления пуском и торможением ШД в области скоростей выше приемистости.

4.5. Динамика дискретного электропривода с переменным моментом инерции

Изменение момента инерции, характерное для манипуляторов, оказывает существенное влияние на некоторые характеристики привода с ШД. В общем случае уравнение движения ШД с переменным моментом инерции может быть записано в виде [18]

$$J(\theta, t) \frac{d^2\theta}{dt^2} + \left[B + \frac{dJ(\theta, t)}{dt} \right] \frac{d\theta}{dt} + M(\theta, t) + M_{\text{H}}(\theta, t) = 0, \quad (4.4)$$

где $J(\theta, t)$ — суммарный момент инерции привода; B — коэффициент вязкого трения; $M(\theta, t)$ — электромагнитный момент ШД; $M_{\text{H}}(\theta, t)$ — момент нагрузки привода; θ — электрический угол поворота ротора ШД.

Уравнение (4.1) нелинейно, поскольку $J(\theta, t)$ и $M(\theta, t)$ в общем случае являются функциями угла θ и времени. Законы изменения $J(\theta, t)$ определяются не только кинематикой манипулятора, но и программой его работы. Это не позволяет выявить наиболее распространенные и специфические для ПР законы изменения $J(\theta, t)$. Для выявления общих закономерностей влияния изменения момента инерции на характеристики привода с ШД воспользуемся разложением в ряд Тейлора и представим произвольную зависимость $J(\theta, t)$ первыми членами ряда

$$J = J_1 + K_1 t + K_2 t^2, \quad (4.5)$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты разложения; J_1 — начальный момент инерции привода.

Представление $J(\theta, t)$ в виде (4.5) можно рассматривать как общий случай записи, поскольку θ всегда является функцией времени t .

Поведение ШД при $J = \text{const}$ принято описывать системой уравнений в относительных величинах [18]. Однако такая безразмерная форма записи уравнений движения ШД может быть распространена и на случай $J = \text{var}$. С учетом (2.3) и (4.2) система уравнений движения ШД в координатах $d, q, 0$ с переменным моментом инерции может быть записана как

$$\left. \begin{aligned} i_d + \kappa \frac{di_d}{d\tau} - \kappa \frac{d\theta}{d\tau} i_q &= \cos(\gamma - \theta); \\ i_q + \kappa \frac{di_q}{d\tau} + \kappa \frac{d\theta}{d\tau} i_d + \delta \frac{d\theta}{d\tau} &= \sin(\gamma - \theta); \\ (j + a_1 \tau + a_2 \tau^2) \frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \left(\beta + \frac{a_1}{2} + 2a_2 \tau \right) \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_h &= i_q, \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

где γ – ступенчатая функция воздействия, характеризующая перемещение угла поворота поля статора; i_d и i_q – относительные значения токов соответственно по поперечной и продольной осям; $\kappa = T_\Phi \omega_0$ – относительная электромагнитная постоянная времени; $\omega_0 = \sqrt{p_n M_{max}/J_p}$ – нормализующая круговая частота; p_n – число пар полюсов; J_p – момент инерции ротора ШД; δ, β – коэффициенты внутреннего и внешнего демпфирования;

$$a_1 = K_1/(J_p \omega_0); \quad a_2 = K_2/(J_p \omega_0^2); \quad \tau = \omega_0 t;$$

$j = J_1/J_p$ – начальный приведенный момент инерции.

В системе (4.6) для удобства исследования влияния, оказываемого переменным моментом инерции нагрузки на характеристики ШД, в качестве базисного момента инерции принят момент инерции J_p собственно ШД. Система (4.6) является существенно нелинейной, и ее исследование может быть выполнено только на ЭВМ. Однако решение системы требует значительных затрат машинного времени и требуется в редких случаях, когда электромагнитная инерция ШД соизмерима с механической, что имеет место при $\kappa > 0,2$.

Как правило, блоки управления ШД обеспечивают стабилизацию тока в фазах в рабочем диапазоне частот (см. § 4.3), при этом такие параметры ШД, как κ и δ , стремятся к нулю и не оказывают влияния на токи в фазах, которые определяются только способом коммутации. Такое управление ШД можно рассматривать как питание его от источника тока, в силу чего уравнения электрического равновесия в системе (4.6) вырождаются и принимают вид

$$i_d = 0; \quad i_q = \sin(\gamma - \theta).$$

В этом случае поведение ШД описывается нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка

$$(j + \alpha_1 \tau + \alpha_2 \tau^2) \frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + \left(\beta \frac{\alpha_1}{2} + \alpha_2 \tau \right) \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_h = \sin(\gamma - \theta). \quad (4.7)$$

При исследовании дискретного привода с переменным моментом инерции можно выделить две основные задачи:

определение влияния изменения момента инерции на параметры ШД, что может быть получено при исследовании уравнений вида (4.6) и (4.7) при $j = \text{const}$;

определение влияния изменения момента инерции на характеристики привода, что требует исследования уравнений (4.6) и (4.7) при $j = \text{var}$.

Качественный анализ влияния момента инерции на свойства ШД (т.е. первая задача) может быть проведен на основе решения линеаризованного уравнения (4.4) при $j = \text{const}$. После линеаризации уравнение (4.4) имеет вид

$$j \frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + \beta \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_h = \gamma - \theta. \quad (4.8)$$

Решая это уравнение относительно угла θ при $\gamma = 0$ и $\mu_h = 0$, имеем

$$\theta = A e^{-\frac{\beta \tau}{2j}} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{j} - \frac{\beta^2}{4j^2}} \tau \right). \quad (4.9)$$

Уравнение (4.6) дает возможность оценить влияние изменения момента инерции на затухание колебаний в системе, которое характеризуется эквивалентными демпфированием β_3 и частотой ω_3 .

Анализ (4.9) позволяет сделать следующие выводы:

эквивалентное демпфирование $\beta_3 = \beta/j$ является функцией момента инерции и уменьшается с ростом последнего;

эквивалентная частота собственных колебаний $\omega_3 = \sqrt{(4j - \beta^2)/(4j^2)}$ уменьшается с ростом момента инерции, что приводит к ухудшению динамических характеристик привода.

Решение второй задачи — оценка влияния переменного момента энергии на характеристики дискретного привода и прежде всего устойчивость движения — требует исследования уравнения (4.6) на ЭВМ.

Указанные исследования целесообразно проводить для безредукторного электропривода, у которого сильно проявляется влияние переменной составляющей момента инерции, а также в тех случаях, когда инвертор обладает свойствами источника напряжения и постоянная времени существенна. Результаты исследований отдельных режимов приводятся далее.

Для ПР и манипуляторов наиболее важными динамическими характеристиками дискретного привода являются:

скорость приемистости, определяющая область рабочих скоростей, в которой не требуется программирование переходных процессов и не накладываются ограничения на законы изменения частоты управления;

максимальная скорость, определяющая диапазон реализуемых скоростей привода;

колебания мгновенной скорости в установившемся режиме, характеризующие качество движения;

время переходных процессов пуска и торможения, являющееся показателем быстродействия привода;

перерегулирование по углу при торможении, определяющее точность позиционирования.

Эти динамические показатели дискретного привода могут быть получены при исследовании только полной нелинейной системы уравнений (4.6).

Поскольку поведение системы (4.6) характеризуется большим числом параметров: κ , δ , μ_h , j , ω , a_1 и a_2 , а представление результатов исследования в виде графиков при числе параметров более трех громоздко и непригодно для практического применения, то результаты исследований записывались в удобной для инженерного использования форме — в виде полиномиальных зависимостей, для получения которых использовался метод планирования эксперимента.

Определение скорости приемистости ω_p дискретного привода с переменным моментом инерции и представление результатов в виде полинома проводились при моделировании системы (4.6) в следующем диапазоне варьирования переменных: $\kappa = 0,05 \div 0,5$; $\delta = 0,05 \div 0,5$; $\mu_h = -0,05 \div 0,5$; $j = 1 \div 3$.

Искомое значение ω_p в каждом опыте определялось по осциллограммам пуска ШД $d\theta/dt = f(\tau)$ из заторможенного состояния. Под предельной понималась скорость, превышение которой исключает вхождение в синхронизм без потери информации.

По результатам опытов в соответствии с методикой [19] был получен с доверительной вероятностью $P = 0,95$ полином вида

$$\begin{aligned} \omega_p = & -0,06 + 0,28\kappa - 0,07\mu_h + 1,9 \frac{1}{\sqrt{j}} - 0,62\kappa \frac{1}{\sqrt{j}} - 0,68\kappa\delta + \\ & + 0,64\delta - 0,2\kappa\mu_h + 0,2\delta\mu_h - 1,67\delta \frac{1}{\sqrt{j}} - 1,26\mu_h \frac{1}{\sqrt{j}} + 1,5\kappa \frac{1}{\sqrt{j}}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Полученный полином (4.10) позволяет проводить синтез дискретного электропривода с ШД при переменном моменте инерции j на заданные динамические свойства. Как показывает анализ (4.10), на скорость приемистости значительное влияние оказывает момент инерции. Его влияние на ω_p оказывается более существенным, чем всех осталь-

ных параметров, причем с увеличением момента инерции скорость приемистости падает по закону, близкому к гиперболе.

Как показали исследования системы (4.6), такой показатель, как максимальная скорость дискретного электропривода, не зависит от момента инерции. Этот результат не является неожиданным, поскольку в области высоких частот вынужденные колебания, обусловленные несинусоидальным питанием фаз ШД, малы, в связи с чем максимальная скорость определяется только параметрами привода κ , δ и μ_n .

Следующей важной характеристикой дискретного привода ПР и манипуляторов является зависимость колебаний мгновенной скорости $\Delta\omega_y$ в установившемся режиме от параметров κ , δ , μ_n , j и ω_y . Важность исследования и уменьшения колебаний мгновенной скорости приводов манипуляторов и ПР обусловлена спецификой их режимов работы. Нежелательность колебаний скорости механизмы манипуляторов и ПР связана не только с эстетическими, но и в большинстве случаев с технологическими требованиями, ограничивающими допустимые колебания скорости. Для подтверждения этого положения можно указать на транспортировку жидкости, особенно агрессивной, в открытых сосудах.

Анализ колебаний мгновенной скорости дискретного привода с переменным моментом инерции проведем путем исследования на ЭВМ системы (4.6). Для получения аналитической зависимости колебаний скорости $\Delta\omega_y$ применим метод планирования эксперимента. Для количественной оценки колебаний скорости примем абсолютную разность максимальной $(d\theta/dt)_{max}$ и минимальной $(d\theta/dt)_{min}$ мгновенных скоростей в установившемся режиме

$$\Delta\omega_y = (d\theta/dt)_{max} - (d\theta/dt)_{min}.$$

По результатам эксперимента получен полином

$$\begin{aligned}\Delta\omega_y = & 0,13 - 0,25\kappa - 0,25\delta - 0,65 \frac{1}{j} - 0,04 \frac{1}{\sqrt{\omega_y}} + \\ & + 0,87 \frac{1}{j} \frac{1}{\sqrt{\omega_y}}.\end{aligned}\quad (4.11)$$

Анализ (4.11) показывает, что момент инерции j оказывает существенное влияние и на частотные характеристики привода, вызывая при своем увеличении уменьшение колебаний скорости. Полином (4.11) может быть использован для анализа качества движения действующего привода и синтеза привода, удовлетворяющего заданным требованиям по качеству движения.

Важным фактором, определяющим быстродействие привода ПР, является время торможения, определяемое интервалом от момента прекращения поступления импульсов управления до момента полного успокоения.

Как показал опыт эксплуатации ПР с дискретным приводом, при определенных сочетаниях параметров длительности цикла движения время торможения τ_t становится соизмеримым и может в ряде случаев превышать время движения. Исследование влияния переменного момента инерции на время торможения τ_t также проводилось по (4.6) с последующей обработкой результатов методом планирования эксперимента.

При проведении опытов снимались осциллограммы $\theta = f(\tau)$ при прекращении подачи импульсов управления на ШД, работающем в установившемся режиме. По осциллограммам торможения ШД получен полином для определения времени торможения τ_t :

$$\begin{aligned} \tau_t = & 26,2 - 1278 - 8,4 \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} - 10j - 25\omega_h + 49\delta \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} + \\ & + 428j + 135\delta\omega + 4j \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} + 7,6\omega_h \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} - 3,1j\omega - \\ & - 19,6\delta \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} j\omega_h + 5,35 \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} j\omega_h - 53,5\delta\omega_h \frac{1}{\sqrt{\mu_h}} . \end{aligned} \quad (4.12)$$

Так же как и предыдущие, полином (4.12) может быть использован для инженерного анализа и синтеза дискретного привода с переменным моментом инерции. Его анализ показывает, что увеличение момента инерции замедляет процесс торможения. Влияние j на торможение системы противоположно влиянию момента нагрузки типа "сухого трения".

По этим же осциллограммам получен полином, связывающий угол перерегулирования θ_p при торможении с параметрами привода κ , δ , μ_h , j , ω :

$$\theta_p = 0,15 + 0,2\kappa - 0,5\delta - 0,93\mu_h - 0,085j + 0,4\omega + 0,54j\omega. \quad (4.13)$$

Этот полином может быть использован для количественной оценки точности позиционирования привода, которая, как уже отмечалось, является одним из важных показателей ПР и манипуляторов. Кроме того, величина θ_p характеризует максимальную динамическую погрешность привода и в этой связи является мерой устойчивости его движения. При $\theta_p > \pi$ ШД выпадает из синхронизма и теряет информацию. Таким образом, полином (4.13) позволяет оценить устойчивость привода и выбрать его параметры, обеспечивающие необходимый запас устойчивости.

4.6. Влияние взаимосвязей координат и упругости передач на динамику дискретного привода

Анализ поведения дискретного привода с ШД при изменяющемся в процессе движения момента инерции требует исследования системы (4.6) на ЭВМ. Изменение момента инерции в процессе движения оказывает особенно существенное влияние на устойчивость и качество движения, поэтому основное внимание при анализе работы дискретного привода с $J = \text{var}$ уделим вопросам устойчивости и качества движения при $\omega = \text{const}$ и точности при торможении с установленной скоростью. Исследование режима торможения является важной задачей применительно к ПР и манипуляторам, для которых этот режим работы характеризует точность позиционирования и время отработки заданного перемещения.

Исследование влияния изменения момента инерции на устойчивость и качество движения дискретного привода удобно проводить на основе осциллограмм $d\theta/d\tau = f(\tau)$, снятых на модели системы (4.6) для режима пуска на постоянную скорость в зоне приемистости (ω_n). По полученным осциллограммам проанализирована амплитуда колебаний мгновенной скорости $d\theta/d\tau$, значения которой характеризуют устойчивое или неустойчивое движение ШД (рис. 4.11). На рис. 4.11 приведены типовые осциллограммы пуска ШД на $\omega_1 = \text{const} < \omega_n$ и движения его, иллюстрирующие устойчивую работу привода (рис. 4.11, а-г) и выпадение его из синхронизма в процессе движения при изменении момента инерции (рис. 4.11, д). Целью исследования являлось определение минимальных значений демпфирования δ и момента нагрузки μ_n , обеспечивающих устойчивую работу ШД в области частот электромеханического резонанса. Область устойчивости дискретного привода с $J = \text{var}$, построенная при $a_2 = 0$ (что соответствует изменению момента инерции по линейному закону), приведена на рис. 4.12. Движение привода неустойчиво в области изменения параметров δ , μ_n , a_1 , ограниченной осями координат и плоскостью, показанной на рис. 4.12.

С точки зрения устойчивости привода наиболее опасным является режим, соответствующий уменьшению момента инерции. Для компенсации оказываемого им действия, эквивалентного уменьшению демпфирования привода, необходимо увеличивать либо демпфирование, либо момент нагрузки типа "сухого" трения. Следовательно, при составлении программы движения ПР следует избегать режимов работы, при которых движение одной из координат в области электромеханического резонанса ШД сопровождается быстрым $a_1 < F(a_2; \delta_{\text{пр}}; \mu_n)$ уменьшением момента инерции, осуществляемым приводом второй координаты.

При построении ПР используются две основные конструктивные схемы:

Рис. 4.11. К определению параметров устойчивого движения

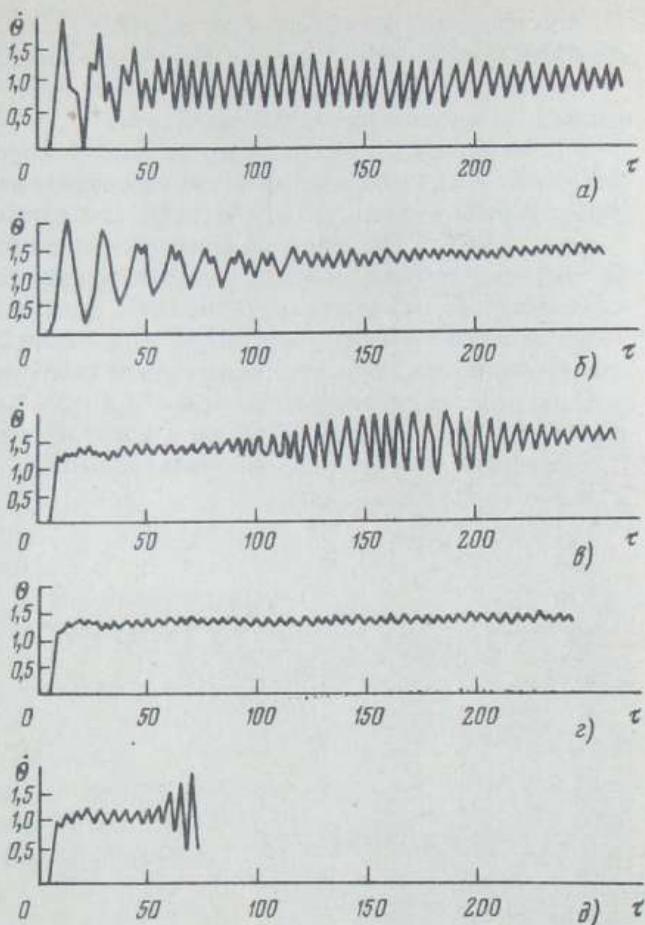
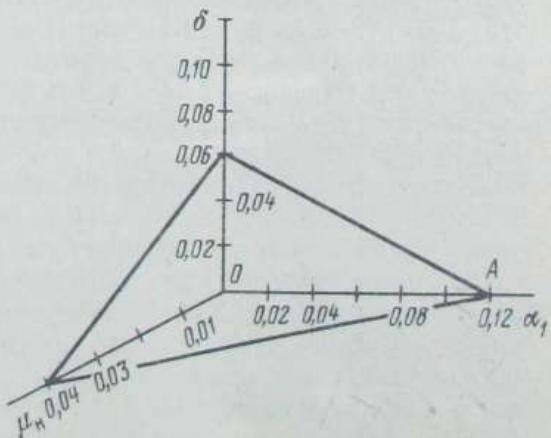


Рис. 4.12. К оценке устойчивости ШД при переменном моменте инерции



распределоченное размещение приводов по всему ПР с непосредственным расположением двигателя на исполнительном звене;

сосредоточенное размещение приводов всех исполнительных механизмов ПР в одном двигательном отсеке.

В первом случае кинематические звенья короткие, имеют высокую жесткость и упругость кинематических передач часто можно не учитывать при анализе и синтезе приводов ПР этого типа.

Во втором случае передача движения на исполнительные механизмы ПР осуществляется, как правило, протяженными кинематическими звеньями, обладающими упругостями, соизмеримыми с жесткостью угловой характеристики ШД. При этом возникает необходимость исследования влияния упругости передач на свойства привода с ШД.

Поведение дискретного привода с ШД одной координаты с переменным моментом инерции нагрузки и упругой связью описывается в относительных единицах [21] системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_d + \kappa \frac{di_d}{d\tau} - \kappa i_q \frac{d\theta_1}{d\tau} &= \cos(\gamma - \theta_1); \\ i_q + \kappa \frac{di_q}{d\tau} + \kappa i_d \frac{d\theta_1}{d\tau} + \delta \frac{d\theta_1}{d\tau} &= \sin(\gamma - \theta_1); \\ \frac{d^2\theta_1}{d\tau^2} + \mu_{h1} + \mu_{12} &= i_g; \\ j \frac{d^2\theta_2}{d\tau^2} + \mu_{h2} &= \mu_{12}; \\ \mu_{12} &= C(\theta_1 - \theta_2). \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Здесь кроме обобщенных параметров $\kappa, \delta, \theta, \gamma, \mu, i_q, i_d$ введены параметры, характеризующие двухмассовую систему: θ_1 – электрический угол поворота вала ШД; θ_2 – электрический угол поворота выходного вала (нагрузки); μ_{h1} и μ_{h2} – моменты нагрузки в относительных единицах соответственно на валу ШД и на выходном валу; μ_{12} – упругий момент; $j = J_h/J_p$ – соотношение инерционных масс нагрузки и вала ШД; $C = C_p/C_{ш.д}$ – соотношение упругостей передачи; $c_p, c_{ш.д}$ – коэффициенты упругости передачи и двигателя.

Система (4.14) нелинейна и не имеет аналитического решения. В то же время представляется целесообразным выявление общих закономерностей, характеризующих работу дискретного привода с упругой связью ШД и нагрузки. Для получения аналитического решения, позволяющего выявить наиболее существенные особенности движения ШД с упругой связью, введем следующие допущения. Примем, что питание ШД осуществляется от источника тока, т.е. $\kappa = \delta = 0$. Заменим угловую характеристику статического синхронизирующего момента ШД прямой:

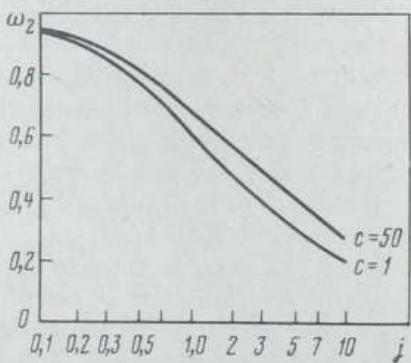
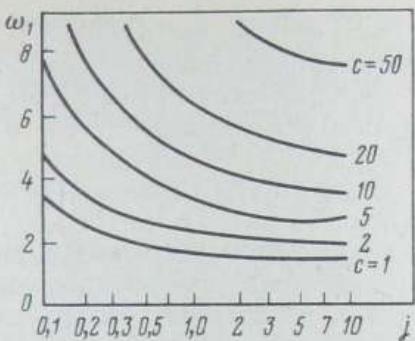
Рис. 4.13. Влияние упругой связи на резонансные частоты привода

$\sin(\gamma - \theta) \approx \gamma - \theta$, что справедливо, когда двигатель работает с динамическими погрешностями $\gamma - \theta_1 \leq \pi/4$. Рассмотрим холостой ход ШД, т.е.

$$\mu_{H1} = \mu_{H2} = 0.$$

С учетом указанных допущений система (4.14) принимает вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\theta_1}{d\tau^2} + \mu_{12} &= \gamma - \theta_1; \\ j \frac{d^2\theta_2}{d\tau^2} &= \mu_{12}; \\ \mu_{12} &= C(\theta_1 - \theta_2). \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$



Система (4.15) является линейной, и для нее может быть получено аналитическое решение. После преобразования характеристическое уравнение системы записывается в виде

$$\frac{j}{C} p^4 + \left(1 + j + \frac{j}{C} \right) p^2 + 1 = 0. \quad (4.16)$$

Корни характеристического уравнения (4.16) имеют вид

$$p_{1-4} = \sqrt{-\frac{C + jC + j}{2j}} \pm \sqrt{\frac{C^2 + C^2 j^2 + j^2 + 2C^2 j - 2Cj + 2j^2 C}{4j^2}}, \quad (4.17)$$

т.е. являются чисто мнимыми.

По выражению (4.17) рассчитаны зависимости $\omega_1(j)$ и $\omega_2(j)$ при $C = \text{var}$, которые приведены на рис. 4.13. Они отражают выявленную ранее для привода с жесткой связью ШД и нагрузки тенденцию уменьшения частоты собственных колебаний с ростом j . Кроме того, полученные зависимости показывают, что ω_1 и ω_2 увеличиваются с рос-

том С. Однако влияние упругости C на ω_1 и ω_2 неодинаково. Из анализа кривых на рис. 4.13 следует, что ω_1 увеличивается с ростом C по закону, близкому к показательному, причем изменение ω_1 от C значительно. В то же время частота ω_2 практически не зависит от C , что позволяет определить ее как

$$\omega_2 \approx \sqrt{1/(1+j)}.$$

Точность такого приближения увеличивается при уменьшении j .

Характерной особенностью колебательной системы, к которой относится привод с ШД, является наличие областей резонанса, кратных частоте собственных колебаний [21]:

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{p}{q} \omega_0,$$

где ω_0 — частота собственных колебаний системы, принимающая для рассматриваемой двухмассовой системы значения ω_1 и ω_2 ; p и q — целые взаимно простые числа.

Известно, что резонансные явления в дискретном приводе могут наступать на частотах $\omega_{\text{рез}} = \omega_0/(4K)$, где K — целое число.

Так, в приводе с упругой связью ШД и нагрузки при переменном моменте инерции имеют место две частоты собственных колебаний ω_1 и ω_2 . Их значения существенно зависят от момента инерции нагрузки, изменяющегося в широких пределах. Следовательно, условия возникновения резонанса выполняются на частотах $\omega_{\text{рез}} = \omega_1/(4K)$ и $\omega_{\text{рез}} = \omega_2/(4K)$. Это означает, что резонансные явления могут иметь место практически во всем диапазоне рабочих частот. Для иллюстрации полученного вывода на рис. 4.14 приведена частотная характеристика, снятая на модели при следующих параметрах: $C = 10$, $j = 0,5$, $\kappa = 1,0$,

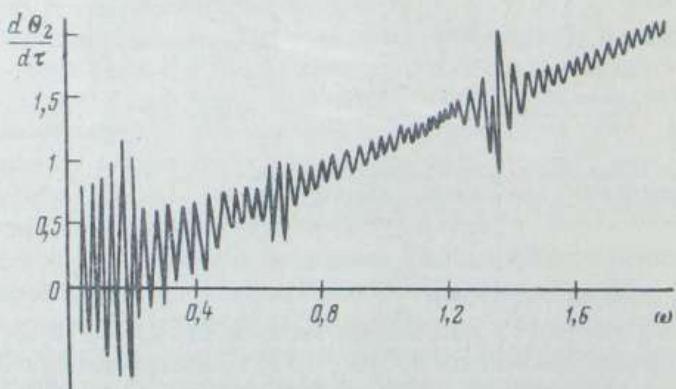


Рис. 4.14. Зависимость колебаний скорости двухмассовой системы от частоты управления

$\delta = 0,05$. Как следует из ее анализа, при указанном сочетании параметров имеют место четыре явно выраженные области резонанса: $\omega_{\text{рез}} = 0,19; 0,46; 0,68; 1,37$. Для сравнения отметим, что в одномассовой системе область резонанса была одна ($\omega_{\text{рез}} = 0,25$).

4.7. Проектирование дискретного электропривода с шаговыми двигателями

Под проектированием дискретного электропривода понимают выбор ШД по каталожным данным, синтез структуры электропривода и расчет силового преобразователя. В техническом задании на проектирование, как правило, бывают заданы:

момент нагрузки на валу механизма M_n или закон его изменения во времени;

момент инерции механизма или масса поступательно движущихся координат;

скорость перемещения;

точность отработки входной информации;

ограничения, накладываемые на входную информацию, т.е. могут ли входные импульсы изменяться внезапно или плавно;

дополнительные ограничения или требования по условиям технологии.

При проектировании возможны три варианта. В первом варианте заданным требованиям удовлетворяет комплектный электропривод по всем параметрам. Это самый простой вариант. Во втором варианте осуществляют выбор отдельно ШД и схемы управления из серийно выпускаемых промышленностью. В третьем варианте нет готовых ШД и схемы управления. В этом случае проектирование начинают с расчета нового ШД. Это наиболее сложный вариант, который здесь не рассматривается.

Рассмотрим второй вариант. Выбор ШД осуществляется по следующим параметрам:

$$M_{\max} \geq 2,5 \frac{M_n}{i_p \eta};$$

$$\alpha \leq \theta_c i_p \quad \text{или} \quad \alpha \leq \Delta S / \rho_{\text{пр}},$$

где M_n – момент нагрузки; M_{\max} – максимальный синхронизирующий момент ШД; θ_c , ΔS – статическая погрешность позиционирования; α – шаг двигателя; i_p – передаточное отношение редуктора; η – КПД передачи; $\rho_{\text{пр}}$ – радиус приведения.

Проверка по нагреву ШД не производится, так как схемы управления обеспечивают ограничение тока, а ШД рассчитан на стоянку под номинальным током.

Применение безредукторного привода позволяет устранить зазоры в передачах, повысить точность воспроизведения движения исполнительным органом механизма, однако в безредукторном приводе качество движения будет в сильной степени зависеть от положения механизма, наличия груза и т.д. Поэтому для механизмов ПР, момент инерции которых может изменяться в широких пределах, целесообразно рекомендовать использование редуктора. Выбор передаточного отношения редуктора позволяет удовлетворить различным критериям оптимизации, в качестве которых могут выступать максимальное быстродействие, минимум потерь, минимум массогабаритных показателей. В ПР задача оптимизации усложняется из-за неопределенности параметров механической части.

Рассмотрим пример проектирования дискретного электропривода с ШД для механизма выдвижения ПР. Известны:

Усилие сопротивления F_H , Н	25
Радиус приведения $\rho_{\text{пр}}$, м	0,005
КПД передачи η	0,85
Скорость перемещения v , м/с	0,55
Точность позиционирования, мм	2
Масса механизма с грузом m , кг	0,4

Определим параметры, необходимые для выбора ШД:

$$M_H = F_H \rho_{\text{пр}} / \eta = 25,5 \cdot 0,005 / 0,85 = 0,15 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$\alpha \leq \Delta S / \rho_{\text{пр}} = 0,002 / 0,005 = 0,4 \text{ рад} = 23^\circ.$$

Указанным требованиям удовлетворяет ШД типа ДШМ-16-8 (см. табл. 4.2), имеющий следующие номинальные данные:

$$M_{\max} = 0,454 \text{ Н} \cdot \text{м}; \quad \alpha = 22,5^\circ; \quad J_p = 5,59 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$I_\Phi = 3,4 \text{ А}; \quad R_\Phi = 1 \text{ Ом}; \quad L_\Phi = 2,31 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \quad p_n = 4.$$

Статическая точность позиционирования

$$\Delta S = \frac{\rho_{\text{пр}}}{p_n} \arcsin \frac{M_H}{M_{\max}} = \frac{0,005}{4} \arcsin \frac{0,15}{0,454},$$

т.е. $\Delta S = 0,4$ мм.

Частота свободных колебаний привода

$$\Omega_0 = \sqrt{p_n M_{\max} / (J_p + J_{\text{мех}})} = \sqrt{4 \cdot 0,454 / (5,59 + 10) \cdot 10^{-6}} = 341 \text{ 1/с},$$

где $J_{\text{мех}} = m \rho_{\text{пр}}^2 = 0,4 \cdot 0,005^2 = 10 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Относительные показатели дискретного электропривода с ШД без учета форсировки

$$\kappa' = \Omega_0 2 \frac{L_\Phi}{R_\Phi} = 341 \cdot 2 \frac{2,31 \cdot 10^{-3}}{1} = 1,57;$$

$$\delta' = \Omega_0 \frac{R_\Phi M_{max}}{p_n U_n^2} = 341 \frac{1 \cdot 0,454}{4 \cdot (1 \cdot 3,4)^2} = 3,34;$$

$$\mu_h = M_h / M_{max} = 0,15 / 0,454 = 0,33.$$

Скорость приемистости при этих параметрах близка к нулю, следовательно, необходима форсировка. Для расчета необходимой форсировки оценим заданный частотный диапазон. Угловая скорость ШД

$$\omega_{ш.д} = V / \rho_{пр} = 0,55 / 0,005 = 110 \text{ 1/c};$$

$$\omega_{эл} = p_n \omega_{ш.д} = 4 \cdot 110 = 440 \text{ 1/c}.$$

В относительных единицах

$$\omega = \omega_{эл} / \Omega_0 = 440 / 341 = 1,29.$$

Примем, что до частоты $\omega = 1$ на входные импульсы не должно накладываться никаких ограничений, т.е. привод работает в режиме приемистости, а при $1 < \omega \leq 1,29$ необходимо осуществлять программирование переходных процессов, применять плавный разгон и торможение.

Безразмерные параметры дискретного электропривода связаны с коэффициентом форсировки k_Φ следующими соотношениями:

$$\kappa = \kappa' / k_\Phi; \quad \delta = \delta' / k_\Phi.$$

Коэффициент форсировки определим из условия обеспечения скорости приемистости $\omega_n = 1$:

$$\begin{aligned} \omega_n = 1 = 1,89 - 0,34 \frac{\kappa}{k_\Phi} - 0,71 \frac{\delta}{k_\Phi} - 1,82 \mu_h + \\ + 0,18 \frac{\kappa}{k_\Phi} \frac{\delta}{k_\Phi} + 0,57 \frac{\delta}{k_\Phi} \mu_h = 1,89 - 0,34 \frac{1,57}{k_\Phi} - 0,71 \frac{3,34}{k_\Phi} - \\ - 1,82 \cdot 0,33 + 0,18 \frac{1,57}{k_\Phi} \frac{3,34}{k_\Phi} + 0,57 \frac{3,34}{k_\Phi} 0,33, \end{aligned}$$

т.е. $k_\Phi = 7,4$.

Напряжение источника питания

$$U_n > k_\Phi I_\Phi R_\Phi + \Delta U = 7,4 \cdot 3,4 \cdot 1 + 1 = 26,2 \text{ В},$$

где ΔU – падение напряжения на открытом транзисторе.

Выбираем $U_n = 27$ В.

Реальные безразмерные параметры, характеризующие динамику привода

$$\kappa = 0,2; \quad \delta = 0,43; \quad \mu_h = 0,33.$$

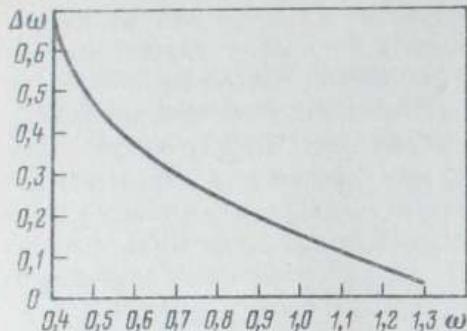


Рис. 4.15. Изменение амплитуды колебаний мгновенной скорости от частоты управления при установившемся движении

Рис. 4.16. Изменение амплитуды колебаний скорости от относительного момента инерции нагрузки при неизменной частоте управления

Оценим возможность работы на максимальной скорости:

$$\mu = \frac{-\omega\delta + 0,9 \sqrt{1 + \kappa^2 \omega^2}}{1 + \kappa^2 \omega^2} = \frac{-1,29 \cdot 0,42 + 0,9 \sqrt{1 + 0,2^2 \cdot 1,29^2}}{1 + 0,2^2 \cdot 1,29^2} = 0,38.$$

Максимальный электромагнитный момент ШД на скорости $\omega = 1,29$ превышает момент нагрузки, следовательно, предварительно выбранный ШД удовлетворяет заданным условиям.

Для оценки быстродействия важным показателем является также время торможения — время полного успокоения после снятия импульсов. Подставив значение безразмерных параметров в (4.12), определим время торможения со скорости приемистости $\omega_n = 1$:

$$\begin{aligned} \tau_T &= 26,2 - 127 \cdot 0,42 - 8,4 \frac{1}{\sqrt{0,33}} - 10 - 25 + 49 \cdot 0,42 \frac{1}{\sqrt{0,33}} + \\ &+ 42 \cdot 0,42 + 135 \cdot 0,42 + 4 \frac{1}{\sqrt{0,33}} + 7,6 \frac{1}{\sqrt{0,33}} - 3,1 - \\ &- 19,6 \cdot 0,42 \frac{1}{\sqrt{0,33}} + 5,35 \frac{1}{\sqrt{0,33}} - 53,5 \cdot 0,42 \frac{1}{\sqrt{0,33}} = 6,4; \end{aligned}$$

$$t_T = \tau_T / \Omega_0 = \frac{6,4}{341} = 0,0187 \text{ с.}$$

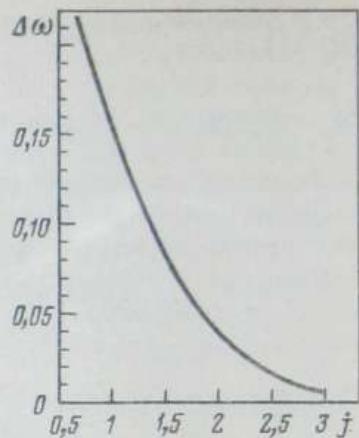
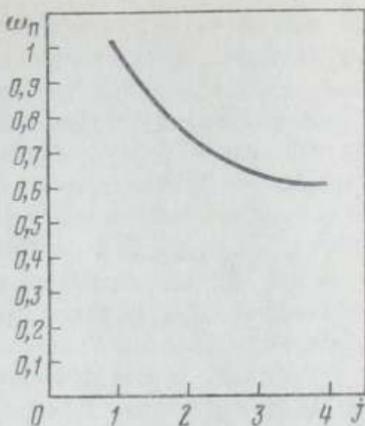


Рис. 4.17. Зависимость частоты приемистости от момента инерции

Показателем качества установившегося движения является двойная амплитуда колебаний скорости. Так, на частоте приемистости этот показатель, определенный по (4.11), составляет 0,155, или 15,5 %. Перемещения груза могут осуществляться с различной скоростью, а амплитуда колебаний скорости зависит от средней скорости движения механизма. Зависимость амплитуды колебаний скорости от установившейся средней скорости показана на рис. 4.15. Эта зависимость позволяет выбирать среднюю установившуюся скорость по заданным требованиям к колебаниям, которые лимитируют, например, перенос жидкостей или другие аналогичные технологические операции.

Особенностью электропривода ПР является неопределенность параметров механической части, в том числе момента инерции. Зависимость колебаний скорости от момента инерции показана на рис. 4.16.

В соответствии с полиномом (4.10) на рис. 4.17 приведена зависимость скорости приемистости от момента инерции. Из анализа этой зависимости следует, что если момент инерции не остается постоянным, то необходимо выбирать другой коэффициент форсировки либо накладывать ограничения на закон изменения входных импульсов.



4.8. Комплектный дискретный электропривод с шаговыми двигателями

В настоящее время серийно выпускается комплектный электропривод типа БУШ-1, предназначенный для управления шестифазным шаговым электродвигателем типа ШД5Д1М. Электропривод получает питание от однофазной сети переменного тока 220 В, 50 Гц. Номинальный выходной ток фазы 3 А. Номинальный режим работы продолжительный (S1) при фиксированной стоянке под током при трех включенных фазах или при частоте управляющих импульсов не выше 2 кГц. Привод может работать в перемежающемся режиме (S8) при длительности цикла до 60 с, из них на частоте свыше 2 кГц не более 25 %. Число тактов коммутации 12, порядок коммутации фаз: ...12-123-23-234-34-345-45... Цифрами указаны одновременно включенных фаз.

Электропривод типа БУШ-1 состоит из блока питания, шести управляющих плат силовых выходных цепей, панели коммутатора и ШД.

От внешнего управляющего устройства на БУШ-1 поступают сигналы управления: число импульсов, соответствующее заданному перемещению, с частотой, соответствующей заданной скорости вращения ШД. Блок управления БУШ-1 может работать и от внешнего распределителя импульсов. В этом случае сигналы управления поступают непосредственно на входы управляющих плат силовых ключей, соответствующие номерам включенных фаз. Таким образом, БУШ-1 может управлять ШД любой фазности и с любым порядком коммутации.

Блок питания предназначен для питания цепей управления и силовых цепей. Для питания силовых цепей используются два уровня напряжения: высокий для форсировки и низкий для поддержания тока в фазах ШД. Все выпрямители выполнены по двухполупериодной схеме выпрямления с нулевой точкой. Питание цепей управления осуществляется от стабилизированного источника напряжения. Источник питания с низким уровнем напряжения имеет три стабилизатора, которые стабилизируют токи в фазах. Это позволяет улучшить качество движения ШД за счет выравнивания угловых характеристик при несимметричной коммутации. Максимальный момент ШД будет примерно одинаковым при двух и трех одновременно включенных фазах. К тому же наличие стабилизатора тока позволяет улучшить тепловой режим работы ШД.

Каждая из шести плат (каналов блока управления) состоит из усилителя мощности низкого напряжения, усилителя мощности высокого напряжения, силового ключа низкого напряжения, силового ключа высокого напряжения и формирователя импульсов. Панель коммутатора представляет собой распределитель импульсов на 12 тактов.

Силовой ключ служит для подключения обмоток ШД к соответствующему источнику питания. Формирователь импульсов формирует сигнал форсировки, который через усилитель мощности управляет силовым ключом высокого напряжения.

Блок коммутирует фазы ШД ключами в последовательности, задаваемой сигналами "Вперед" или "Назад".

Принципиальная электрическая схема одной из плат приведена на рис. 4.18. При подаче управляющего сигнала u_y на вход платы соответствующая обмотка управления ОУ двигателя подключается к источнику высокого напряжения ($U_b = 120$ В) с помощью ключа, реализованного на транзисторе $VT21$, и к общей точке источников высокого и низкого напряжений с помощью ключа, реализованного на транзисторе $VT17$. Время необходимой форсировки, т.е. время замкнутого состояния транзистора $VT21$, зависит от текущего значения напряжения U_b , которое может изменяться в процессе работы. Поэтому в блоке управления БУШ-1 для уменьшения влияния колебаний напряжения сети на динамические свойства электропривода (они зависят от времени включенного состояния ключа на транзисторе $VT21$, т.е. от t_f) используется переменная длительность форсирования, зависящая от текуще-

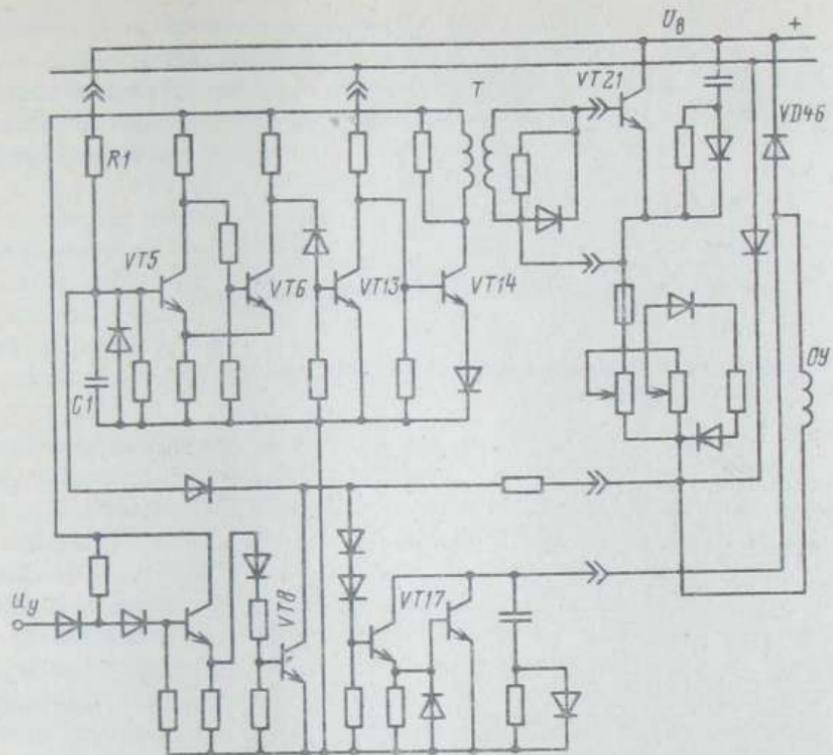


Рис. 4.18. Принципиальная электрическая схема платы силовых ключей

го значения напряжения U_B . Это достигается введением интегрирующей цепочки $R1C1$, в которой время заряда конденсатора $C1$ и, следовательно, длительность форсирования будут зависеть от текущего значения напряжения U_B . При снижении текущего значения напряжения U_B длительность форсирования уменьшается, что обеспечивает неизменность значения тока в фазе OY двигателя при колебаниях питающего напряжения. Сигнал с конденсатора $C1$ поступает на пороговый элемент, выполненный на транзисторах $VT5$ и $VT6$, а затем через промежуточный усилитель (транзисторы $VT13$, $VT14$) — на силовой ключ высокого напряжения, выполненный на транзисторе $VT21$. Разряд конденсатора $C1$ по окончании каждого такта коммутации осуществляется транзистором $VT8$.

В схеме применена потенциальная развязка силовых цепей от цепей управления с помощью импульсного трансформатора T . После отсчета задержки времени (не более 500 мкс) ключ высокого напряжения отключается, ток в фазе будет определяться только источником низкого напряжения. В таком состоянии привод будет находиться до поступления очередного управляющего импульса. При отключении фазы ток в ней протекает через диод $VD46$.

Рассмотренный электропривод может применяться в механизмах ПР с небольшим диапазоном изменения приведенного момента инерции. Развиваемый момент зависит от частоты и составляет на частоте 100 Гц примерно 0,15 Н·м, на частоте 2 кГц 0,2 Н·м, а на частоте 9 кГц 0,08 Н·м. Частота приемистости составляет примерно 2 кГц.

Глава пятая

СИСТЕМЫ ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ РОБОТАМИ

5.1. Принципы построения систем программного управления роботами

Промышленные роботы являются сложными электромеханическими системами, состоящими из устройств, различных по принципу действия, конструкции, принципиальным схемам. Кроме того, многие предприятия выпускают ПР собственных конструкций, применяя не всегда обоснованно оригинальные решения. Все это создает большие трудности при внедрении и эксплуатации ПР. Для обслуживания ПР требуются одновременно высококвалифицированные специалисты по механике, электронике и программированию. Разнообразие типов ПР приводит к трудностям и при обучении обслуживающего персонала. Поэтому основной принцип при создании в первую очередь систем программного управления должен основываться на использовании типовых узлов, отработанных на практике. Проведение унификации и стандартизации ПР и их компонентов — одна из главных задач на современном этапе создания гибких производственных систем на основе ПР.

Модульный принцип широко используется при создании конструкций ПР для данных конкретных технологических условий из минимального числа конструктивно законченных узлов-модулей. Принцип модульности должен сохраняться и при создании систем программного управления (СПУ). Это следует понимать в двух аспектах: модульная аппаратная реализация отдельных узлов СПУ и модульность в программном, алгоритмическом обеспечении.

Существует несколько уровней управления или иерархии. Верхний уровень иерархии осуществляет автоматическое управление технологическим процессом цеха или участка. Управление обеспечивается с помощью большой ЭВМ. Она определяет порядок работы робототехнических комплексов, которые состоят из металлообрабатывающих станков и обслуживающих их роботов и являются элементами или модулями ГАП. Директивная информация с верхнего уровня поступает на второй уровень иерархии. В соответствии с указанием миниЭВМ этого уровня производят разложение задания на ряд технологических операций, которые в свою очередь являются директивами для следующего

уровня управления, т.е. непосредственного управления ПР или станком. На нижнем уровне используется микроЭВМ, которая осуществляет выдачу заданий на входы сепаратных систем электропривода. Регуляторы сепаратных систем электропривода реализуются на микропроцессорных средствах.

Современное развитие микропроцессорной техники создало благоприятные предпосылки для реализации такой многоуровневой и мультипроцессорной структуры управления гибким производством. При подобном построении системы управления необходимо иметь один язык программирования, чтобы обеспечить совместимость уровней управления без промежуточных трансляторов. Целесообразность мультипроцессорных систем управления вытекает также из необходимости работы в реальном времени. Объясняется это тем, что резерв вычислительной мощности отдельной ЭВМ недостаточен для полного управления группой робототехнических комплексов, где приходится решать ряд разнообразных задач, особенно при наличии сложных сенсорных систем. С этой задачей легче справиться нескольким специализированным на решении определенного вида задач ЭВМ. Это сведет к минимуму обмен информацией между уровнями иерархии, и в этом смысле они являются автономными. Существуют, конечно, приоритетные команды, которые могут вмешиваться в ход технологической операции не своего уровня, например возникновение аварийной ситуации должно изменять нормально протекающий технологический процесс. Аварийные сигналы должны дублироваться и попадать на несколько уровней одновременно. Желательно иметь избыточную информацию от сенсорных датчиков, чтобы облегчить анализ ситуации.

Основой для построения распределенных микропроцессорных систем управления может служить комплект серии К580. Его характеризуют достаточно высокое быстродействие и относительно низкая потребляемая мощность. Особенностью комплекта является однозначно заданная архитектура.

В состав микропроцессорного комплекта входят три основные микросхемы: К580ИК80 – центральный процессорный элемент параллельной обработки данных, К580ИК51 – программируемый последовательный интерфейс связи и К580ИК55 – программируемый параллельный интерфейс для периферийных устройств. Микропроцессор имеет 8-разрядный формат слов без возможности аппаратного наращивания разрядности обрабатываемых данных.

Основным блоком центрального процессора является АЛУ, выполняющее арифметические, логические операции и операции сдвига над данными, представленными в дополнительном коде; данные должны быть записаны в двоично-десятичном коде.

В общем случае типовая схема микроЭВМ на базе К580 состоит из центрального процессора ОЗУ, постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и устройства ввода-вывода. Связь между устройствами осу-

ществляется через три магистрали: адресов, данных и управления. Программа работы записывается в ПЗУ и начинает выполняться сразу же после включения питания. Выполнение программы может быть остановлено по сигналу прерывания. Быстродействие системы определяется временем выборки информации из запоминающего устройства и временем обработки информации. Следует отметить, что в К580 отсутствует операция умножения, что увеличивает время обработки информации в робототехнических комплексах.

При работе с К580 можно значительно расширить емкость памяти, применив метод страничной организации запоминающего устройства. Совместно с К580 могут применяться цифровые интегральные микросхемы со стандартными уровнями логических сигналов, например К155. Для выполнения запоминающего устройства могут быть использованы микросхемы К565РУ1, К565РУ2, К573РР1 и т.д.

Наряду с разветвленной микропроцессорной системой управления ПР, входящими в состав ГАП, на практике находит широкое применение простые, автономно работающие ПР. Рассмотрим принципы построения систем программного управления такими ПР. В настоящее время на производстве используются в основном ПР первого поколения, работающие по жесткой программе и не обладающие устройствами для сбора информации о внешней среде. Лишь в редких случаях при управлении такими ПР используются ЭВМ. В подавляющем же большинстве случаев задание информации производится человеком-оператором в ручном режиме с помощью специальных рукояток, пультов управления и т.д. В зависимости от трудоемкости задания программы можно выделить три уровня:

- 1) задание информации вручную с использованием инструментов (информация о последовательности шагов программы задается с помощью кулачков или пластин, информация о положении — с помощью стопорных механизмов). Изменение информации затруднено;
- 2) задание информации вручную без использования инструментов (информация о последовательности работы ПР задается с помощью штекерных панелей, барабанов и т.п., информация о положении — с помощью бесконтактных электромагнитных переключателей или потенциометров). Информация вводится легко;
- 3) способ автоматической установки. Информация записывается на магнитный барабан, сердечники и т.д. Запись и корректировка программы производятся легко.

Следует отметить, что поскольку при хранении информации с помощью систем памяти с раздельными блоками информация о последовательности шагов и информация о положении может храниться на носителях, относящихся к разным уровням, то деление на данные основные уровни несколько условно, так как имеют место промежуточные уровни программирования.

При классификации ПР по типам системы управления обычно выделяют ПР с цикловыми, позиционными и контурными системами.

В ПР с самой простой — цикловой системой управления — информация о последовательности задается в основном с помощью кулачков, штекерных панелей, барабанов и т.п., а информация о положении — с помощью потенциометров, механических упоров, конечных выключателей. Таким образом, при программировании задания для таких ПР используется обучение, относящееся к первому или второму уровню и являющееся относительно сложным и утомительным для оператора.

В ПР с позиционными сигналами управления с раздельными блоками памяти для хранения информации о последовательности и информации о положении программируемое задание ПР аналогично программированию задания ПР с цикловыми системами управления. Общение оператора с ПР с позиционными системами управления, имеющими общий блок памяти, производится, как правило, с помощью стационарного пульта управления и специального пульта для управления. На панели стационарного пульта управления располагаются кнопки, тумблеры, переключатели, иногда буквенно-цифровая клавиатура. При обучении ПР с такими системами управления введение информации на включение и остановку нужных движений рабочего органа может задаваться или с помощью портативного переносного пульта ручного управления, или с использованием и ручного пульта управления, и стационарного. Таким образом, задание программы таким ПР производится посредством автоматической установки (обучение третьего уровня). Средства общения с ПР с позиционными системами и общим блоком памяти проще. Программирование таких ПР требует меньших временных затрат по сравнению с программированием ПР с цикловыми и позиционными системами управления с раздельными блоками памяти.

Обучение ПР с контурными системами управления цифрового типа производится по точкам так же, как и в ПР, оснащенных числовыми позиционными системами управления. В ПР с контурными системами управления (главным образом, аналогового типа) программирование задания может осуществляться и другим способом: оператор вручную проводит кисть ПР с закрепленным в схватке необходимым инструментом по требуемой траектории, при этом ПР запоминает весь порядок работы и в автоматическом цикле многократно его воспроизводит. Носитель информации — магнитная лента. Обучение достаточно простое (третий уровень), но качество и время программирования зависят от квалификации оператора, обучающего ПР.

Однако все эти способы весьма сложны, трудоемки и утомительны для человека-оператора по сравнению с программированием ПР с ЭВМ в контуре управления.

5.2. Цикловые системы программного управления роботами

Задача цикловых систем программного управления ПР – обеспечивать заданный цикл движения манипулятора, осуществлять контроль выполнения программы и самодиагностику, выдавать команды на технологическое оборудование. Количественная информация о перемещениях задается с помощью конечных выключателей. Для цикловых систем программного управления характерны простейшие алгоритмы. Устройство имеет, как правило, жесткую структуру, небольшие габариты, малую массу и низкую стоимость. Наибольшее распространение ПР с такими системами получили на операциях штамповки, механообработки, в литейном производстве. В промышленности используются следующие цикловые СПУ: ПУР-Ц, УПУ-ЦМ, УЦМ-20, ЭЦПУ-6030, УЦМ-663. В качестве примера построения цикловых СПУ рассмотрим наиболее типовые из них: ПУР-Ц и ЭЦПУ-6030.

Набор программ в ПУР-Ц [22] осуществляется по кадрам на штатной панели. В состав кадра входят команды о перемещениях звеньев манипулятора, команды на технологическое оборудование и вспомогательные команды. Кадры записываются последовательно в порядке их отработки в цикле. Команды, записанные в кадре, выполняются параллельно. Исполнение команд контролируется по ответным сигналам с датчиков положения и с технологического оборудования.

Система может работать в трех режимах: ручном, шаговом и автоматическом. Ручной режим используется для проверки функционирования ПР. Оператор имеет возможность с помощью пульта наладки подать команду на привод координаты и наблюдать его отработку. В шаговом режиме осуществляется покадровая отработка программы и ее контроль. В автоматическом режиме происходит циклическая отработка программы. Система управления ПУР-Ц позволяет записать только одну программу, содержащую 34 кадра. Программирование осуществляется по шести координатам, причем по одной из них можно задать четыре положения, а по остальным – только по два.

Система управления ЭЦПУ-6030 построена по принципу синхронного программного автомата с жестким циклом управления [23]. Она содержит пульт управления, программируемый блок управления и выходных усилителей. На пульте управления расположены основные органы управления ПР: переключатель режимов работы (их четыре: "Автомат", "Цикл", "Команда", "Ручной"), 12 кнопок ручного управления по шести степеням подвижности, кнопки "Пуск", "Стоп", "Сброс СЧК"^{*} + "1СЧК", а также элементы индикации.

Программируемый блок выполняет роль запоминающего устройства, в котором хранится последовательность команд. Программируемый блок построен на базе многопозиционных плоских переключателей, кото-

* СЧК – счетчик числа команд.

ные сгруппированы в два наборных поля по 30 шт. в каждом (соответствует числу шагов программы). Переключатели верхнего и нижнего рядов с одинаковыми номерами образуют запоминающую ячейку.

Блок управления предназначен для формирования команд управления на исполнительные органы манипулятора и технологическое оборудование на основании информации, поступающей с программируемого контроллера, датчиков положения, технологического оборудования и органов управления на пульте управления. Кратко рассмотрим назначение его основных узлов [23]. Счетчик кадров считает кадры, хранит номер текущего шага и задает адрес дешифратору выборки команд, который осуществляет выборку команд из программируемого контроллера. Схема отработки команд "Пропуск", "Переход" обеспечивает пропуск одного кадра программы или переход по адресу, указанному в счетчике кадров. Схема отработки команд управления звеньями манипулятора обеспечивает запоминание соответствующих команд с программируемого контроллера, выдачу управляющей информации на манипулятор. Схема отработки технологических команд обеспечивает выдачу информации на технологическое оборудование и прием сигналов их отработки. Схема отработки команд опроса датчиков осуществляет прием сигналов от блокировочных датчиков на манипуляторе и технологическом оборудовании. Схема формирования сигнала перехода к следующему кадру программы обеспечивает объединение по "ИЛИ" сигналов отработки различных команд и выдачу сигнала "+1 СЧК". В цепь этой схемы подсоединенена кнопка "+1 СЧК", расположенная на пульте управления.

Система команд ЭСПУ-6030 включает в себя 27 команд, разбитых на 4 группы. В первую группу входят 12 команд управления манипулятором по 2 на координату (вперед и назад), во вторую группу — 6 технологических команд, в третью — 4 команды опроса датчиков и команда "Выдержка времени". В четвертую группу входят команды "Пропуск", "Переход", "Останов" и "Конец программы".

5.3. Позиционные системы программного управления роботами

Позиционная система программного управления должна обеспечивать возможность подготовки программ оператором путем "обучения" по первому технологическому циклу, возможность программирования в кадре положения звеньев манипулятора, скоростей перемещения, и точности позиционирования, выдержки времени и команд на технологическое оборудование: циклическую отработку программы по кадрам в автоматическом режиме, блокировку приводов в аварийных ситуациях.

Как правило, в позиционной системе управления предусматриваются три режима работы: режим обучения ПР, ручной режим и автоматический.

В качестве системы программного управления ПР типа "Универсал" и РПМ-25 используется система АПС-1 [24]. В этой системе программирование точек позиционирования, команд на манипулятор и технологических команд осуществляется в двоичном коде, программирование вспомогательных команд — в унитарном коде. Диапазон выбора выдержки времени составляет 0–25 с, диапазон выбора точности позиционирования 20 и 200 мВ.

Последовательность отработки информации, программируемой в кадре, включает позиционирование по координатам, команды на манипулятор, технологические команды, выдержку времени с обеспечением выполнения отдельных переходов.

Тип накопителя-потенциометрический, одноадресный, шестикоординатный с индикацией номера потенциометра по каждой координате.

Система может работать в трех режимах: ручном, автоматическом и от ЭВМ [24].

В ручном режиме оператор производит набор программы на программируемый ПР, пользуясь технологической картой переходов. Запись положений происходит по каждой координате, при этом оператор имеет возможность наблюдать формат кадра на табло индикации, выбирать нужный кадр при ускоренном и стартстопном режимах работы устройства ввода программы.

С помощью контрольного устройства оператор контролирует баланс измерительных мостов, образованных потенциометрами датчиков положения и потенциометрами накопителей координат. Сигнал на вход контрольного устройства поступает со схемы сравнения.

В ручном режиме оператор, пользуясь переключателями, имеет возможность подавать команды с пульта управления на манипулятор и на обслуживаемое оборудование. При этом осуществляется индикация поданных команд с одновременным запретом прохождения команд, набранных в программе, после нажатия кнопки отработки команд. При отпущенном состоянии кнопки обеспечивается индикация номеров команд, заданных в программе, но запрещается их отработка.

С пульта обучения оператор управляет движением по каждой координате, выбирая направление движения и скорость, подает команды зажима и разжима охвата.

Контроль записанной программы осуществляется по кадрам в автоматическом режиме. Для этого устройство ввода программы переключается в стартстопный режим и устанавливается начальный кадр программы. При установке кадра происходит его считывание и запись в накопительный регистр. Пользуясь табло индикации, оператор проверяет содержимое кадра. Номер положений охвата, заданный в кадре, преобразуется в унитарный код с помощью дешифраторов.

Сигналы с выходов дешифраторов усиливаются, и происходит включение соответствующих потенциометров в накопителях. Положение датчиков можно контролировать с помощью контрольного устройства,

подключенного к выходам устройств сравнения, сигналы с которых поступают также на входы устройств формирования характеристики разгона—замедления. Эти устройства формируют сигналы управления приводом, однако их отработка блокирована (переключатель находится в положении "Авт."). Сигнал окончания позиционирования формируется в устройстве нуль-органом, подключенным к выходу устройства сравнения.

В ручном режиме при наличии указанного сигнала на выходе нуль-органа отработка команд из манипулятора и обслуживаемое оборудование блокирована (переключатель находится в положении "Авт."). При переключении системы в автоматический режим происходит отработка рассогласования в измерительных цепях координат со скоростью, заданной в программе. После окончания позиционирования с точностью, заданной в программе, на выходе нуль-органа образуется сигнал, включающий логические ключи. Команды на манипулятор из накопительного регистра поступают на вход дешифратора, преобразуются в унитарный код и отрабатываются в блоке команд управления манипулятором. В момент поступления сигнала с манипулятора об исполнении запрограммированной команды на выходе блока команд образуется сигнал, включающий логические ключи.

Команды на технологическое оборудование из накопительного регистра поступают на вход дешифратора, преобразуются в унитарный код и отрабатываются в блоке команд управления технологическим оборудованием. Предусмотрен контроль их исполнения, после которого с выхода этого блока команд сигнал поступает в устройство выдержки времени. Время задержки цикла программируется. В целях увеличения быстродействия системы при отсутствии в кадре программы команд на манипулятор или технологическое оборудование предусмотрены цепи для прохождения сигнала на устройство выдержки времени без задержки в инерционных блоках команд управления манипулятором или технологическом оборудовании. По истечении времени заданной задержки сигнал с выхода устройства выдержки времени поступает в устройство ввода программ. В автоматическом режиме происходит считывание очередного кадра и перевод барабана на следующую строку.

Система может также работать от ЭВМ. Программа работы системы при этом хранится в памяти ЭВМ, которая работает в режиме диспетчера программы, поэтому число кадров может значительно превышать емкость программируемого устройства, а их выборка — произвольная.

5.4. Контурные системы программного управления роботами

При контурном управлении манипулятором необходимо обеспечивать непрерывную синхронную отработку движений по всем координатам. Существуют два способа построения контурных устройств управления. Первый способ основан на записи информации о требуемом

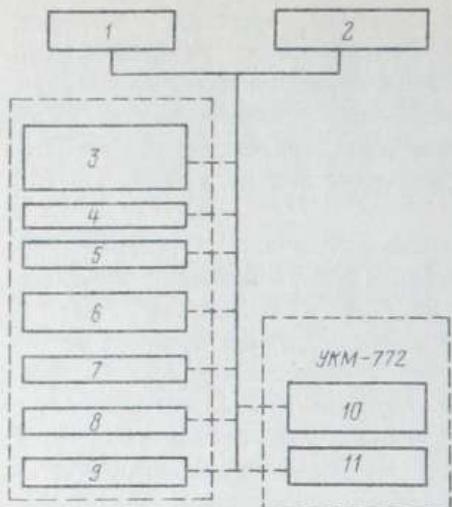


Рис. 5.1. Функциональная схема устройства управления УКМ-772:

- 1 – микроЭВМ “Электроника-60”;
- 2 – комплекс отладочных средств математического обеспечения; 3 – блок управления накопителем на магнитном диске; 4 – накопитель; 5 – пульт управления; 6 – блок управления приводом; 7 – блок ввода; 8 – блок вывода; 9 – блок таймера; 10 – блок сопряжения с кодовыми датчиками; 11 – пульт управления

положении по каждой координате в виде непрерывной траектории, а второй способ – на записи информации о положении конечного числа узловых точек требуемой траектории и расчёте непрерывной траектории между этими точками методом интерполяции. При использовании первого способа в устройстве управления отсутствуют вычислительные блоки, но необходимо запоминающее устройство с большим объемом памяти, а при применении второго способа объем запоминания невелик, но требуется интерполятор. Последняя структура устройства контурного управления более предпочтительна, так как в этом случае вычислительные блоки достаточно просто реализуются на базе микропроцессоров и микроЭВМ, а современные БИС запоминающих устройств обеспечивают размещение в памяти устройства нужное число рабочих программ. При этом надежность такой статической памяти значительно выше, чем надежность запоминающих устройств на магнитных дисках и лентах, которые требуются при первом способе. Кроме того, структура устройства с интерполятором и записью опорных точек обеспечивает реализацию в одном устройстве контурного и позиционного способов управления, что расширяет возможности применения ПР, укомплектованного таким устройством управления.

По способу аппроксимации воспроизводимых траекторий интерполяторы принято делить на линейные, линейно-круговые и универсальные. В линейных интерполяторах предусматривается аппроксимация участков траектории между опорными точками только отрезками прямых, в линейно-круговых – еще и дугами окружностей, а в универсальных кроме линейно-круговой интерполяции предусматривается аппроксимация сложных кривых, например, полиномами Лагранжа более высоких степеней.

По виду вычислительных процедур и алгоритмов функционирования различают интерполяторы, реализующие принципы разложения пространственных функций на параметрические составляющие на основе решения алгебраических и дифференциальных уравнений.

По способу реализации следует выделить схемно-аппаратурное построение интерполяторов на базе специализированных узлов и программное на базе микроЭВМ и микропроцессоров общего назначения.

В качестве примера контурного управления, предназначенного для управления сварочным ПР, рассмотрим устройство управления УКМ-772 [25]. В устройстве (рис. 5.1) используют микроЭВМ, задачей которой является обработка принятой с пульта оператора и датчиков обратной связи информации и формирование управляющей программы в памяти устройства в режиме обучения, а также выдача сигналов управления приводом манипулятора и сварочному оборудованию в режиме обработки программы. Основные режимы работы устройства "Обучение", "Автоматическая работа", "Ввод-Вывод".

В режиме "Обучение" в процессе ручного управления манипулятором осуществляется запись управляющей программы в ОЗУ устройства, в режиме "Автоматическая работа" — многократное, однократное или покадровое воспроизведение управляющей программы, в режиме "Ввод-Вывод" — обмен информацией между ОЗУ и КПДП*. Обучение ПР осуществляется путем проведения манипулятора в ручном режиме по точкам необходимой траектории (стыка) с записью координат этих точек в память.

Система УКМ-772 позволяет программировать движение по 7 координатам, имеет 15 двоичных разрядов для обработки информации и линейную интерполяцию.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пособие по применению промышленных роботов/Под ред. Кацуухико Нода. М.: Мир, 1975. 452 с.
2. Попов Е.П., Верещагин А.Ф., Зенкевич С.Л. Манипуляционные роботы, динамика и алгоритмы. М.: Наука, 1978. 400 с.
3. Пол Р. Моделирование, планирование траекторий и управление движением робота-манипулятора. М.: Наука, 1976. 104 с.
4. Добронравов В.В., Никитин Н.Н. Курс теоретической механики. М.: Высшая школа, 1983. 576 с.

* КПДП – контроллер прямого доступа в память.

5. Кулешов В.С., Лакота Н.А. Динамика системы управления манипуляторами. М.: Энергия, 1971. 304 с.
6. Москаленко В.В. Электродвигатели специального назначения. М.: Энергоиздат, 1981. 104 с.
7. Каган В.Г. Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений. М.: Энергия, 1975. 242 с.
8. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979. 616 с.
9. Мельников Н.В., Гониашвили Э.С. Принципы построения манипуляторов на основе плоского шагового электродвигателя//Тр. МЭИ. 1979. Вып. 440. С. 64–75.
10. Ивоботенко Б.А., Рубцов В.П., Сафонов Ю.М. и др. Перспективы применения шагового электропривода для промышленных роботов: Робототехника. Системы управления и чувствования//Тезисы 1-й Всесоюзной межвузовой конференции. Каунас: 1977. С. 132–137.
11. Каганов И.Л. Промышленная электроника. М.: Высшая школа, 1968. 560 с.
12. Справочник по автоматизированному электроприводу/Под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинявского. М.: Энергоатомиздат, 1983. 616 с.
13. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.
14. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/Б.А. Ивоботенко, Л.А. Садовский, В.П. Рубцов и др. М.: Энергия, 1971. 624 с.
15. Соколов М.М., Рубцов В.П. Дискретный электропривод механизмов электротермических установок. М.: Энергоатомиздат, 1986. 120 с.
16. Мишкинд С.И. Системы технического зрения для автоматизации машиностроительного производства. М.: НИИМАШ, 1982. 86 с.
17. Нгоров Ю.Н., Ковчин С.А., Куропаткин П.В. и др. Синтез оптимальных структур исполнительных систем роботов//Электротехн. промст. Сер. Электропривод. 1981. Вып. 1. С. 23–26.
18. Рубцов В.П., Сафонов Ю.М. Особенности работы шагового электропривода с переменным моментом инерции//Тр. МЭИ. 1978. Вып. 362. С. 78–82.
19. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1975. 184 с.
20. Электрическое дробление/М.Г. Чилкин, Б.А. Ивоботенко//Тр. МЭИ. 1975. Вып. 202. С. 10–15.
21. Сафонов Ю.М. Особенности работы шагового электропривода с упругой связью//Тр. МЭИ, 1980. Вып. 477. С. 25–29.
22. Коровин Б.Г. Системы автоматического управления промышленными роботами и манипуляторами. Л.: ЛЭТИ, 1981. 82 с.
23. Морозов Б.И., Рыкин О.Р. Робототехника. Л.: ЛПИ, 1982. 84 с.
24. Промышленная робототехника/Под ред. Я.А. Шифрина. М.: Машиностроение, 1982. 416 с.
25. Соколов О.А. Контурные системы числового программного управления станками и промышленными роботами. Л.: ЛПИ, 1982. 80 с.
26. Применение микропроцессоров в автоматизированном электроприводе/А.М. Боярченков, Л.А. Ильяшенко, В.Ф. Козаченко и др. М.: МЭИ, 1986. 102 с.
27. Транзисторный электропривод на базе синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов для станков и промышленных роботов/А.Д. Поздеев, В.В. Горчаков, Н.В. Донской и др./Электротехника. 1988. № 2. С. 10–13.
28. Розман Я.Б., Брейтер Б.З. Устройство, наладка и эксплуатация электроприводов металлорежущих станков. М.: Машиностроение, 1985. 206 с.
29. Эффективность применения высокомоментных двигателей в станкостроении/Э.Г. Королев, И.А. Волкомирский, А.М. Лебедев и др. М.: Машиностроение, 1981. 144 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
<i>Глава первая. Механика промышленных роботов</i>	5
1.1. Общие сведения о промышленных роботах	5
1.2. Кинематические схемы промышленных роботов	5
1.3. Кинематический анализ манипулятора робота	13
1.4. Рабочие нагрузки в манипуляторе робота	20
1.5. Динамический анализ манипулятора робота	27
1.6. Манипулятор робота как объект управления	29
1.7. Требования к электроприводам промышленных роботов	33
<i>Глава вторая. Электропривод промышленных роботов с двигателями постоянного тока</i>	40
2.1. Двигатели постоянного тока для промышленных роботов	43
2.2. Силовые преобразователи постоянного тока	43
2.3. Разомкнутый по положению электропривод постоянного тока	56
2.4. Электропривод постоянного тока с обратной связью по положению	63
2.5. Динамика электроприводов промышленных роботов с двигателями постоянного тока	71
2.6. Комплектные электроприводы постоянного тока для промышленных роботов	78
<i>Глава третья. Электропривод промышленных роботов с асинхронными и синхронными двигателями</i>	84
3.1. Асинхронные и синхронные двигатели для промышленных роботов	95
3.2. Преобразователи переменного тока	95
3.3. Электропривод с асинхронными двигателями	106
3.4. Электропривод с синхронными двигателями	109
3.5. Комплектный электропривод с асинхронными двигателями	114
3.6. Комплектный электропривод с синхронными двигателями	117
<i>Глава четвертая. Электропривод промышленных роботов с шаговыми двигателями</i>	122
4.1. Шаговые двигатели вращательного движения	126
4.2. Линейные и многоординатные шаговые двигатели	126
4.3. Инверторы для управления шаговыми двигателями	128
4.4. Способы управления шаговыми двигателями	132
4.5. Динамика дискретного электропривода с переменным моментом инерции	138
4.6. Влияние взаимосвязей координат и упругости передач на динамику дискретного привода	148
4.7. Проектирование дискретного электропривода с шаговыми двигателями	154
4.8. Комплектный дискретный электропривод с шаговыми двигателями	159
<i>Глава пятая. Системы программного управления роботами</i>	163
5.1. Принципы построения систем программного управления роботами	166
5.2. Цикловые системы программного управления роботами	166
5.3. Позиционные системы программного управления роботами	170
5.4. Контуры системы программного управления роботами	171
Список литературы	173
	175