

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ
УПРАВЛЕНИЕ
электроприводами
станков
с ЧПУ



Москва
• Машинностроение •
1990

ББК 34.630.2-5

М59

УДК 681.325.5-181.4:621.9.06-529.1

Авторы: Э. Л. Тихомиров, В. В. Васильев,
Б. Г. Коровин, В. А. Яковлев

Рецензент д-р техн. наук проф. С. А. Ковчин

Микропроцессорное управление электроприводами
М59 станков с ЧПУ/ Э. Л. Тихомиров, В. В. Васильев,
Б. Г. Коровин, В. А. Яковлев. – М.: Машиностроение,
1990. – 320 с.: ил.

ISBN 5-217-01027-4

Рассмотрены структуры микропроцессорных систем управления цифровыми электроприводами (ЦЭП) подач станков, требования к ЦЭП подач, основные методы компенсации нелинейностей и синтеза регуляторов ЦЭП, аппаратные средства микропроцессорного управления и измерительные преобразователи координат ЦЭП, программные средства микропроцессорного управления и комплексной наладки ЦЭП. Приводятся результаты исследований на ЭВМ и экспериментальных исследований микропроцессорных ЦЭП подач станков с ЧПУ.

Для инженерно-технических работников, работающих в области систем ЧПУ и автоматизированного электропривода.

М $\frac{2705020000-259}{038(01)-90}$ 259-90

ББК 34.630.2-5

ISBN 5-217-01027-4 © Э.Л. Тихомиров, В.В. Васильев,
Б.Г. Коровин и др., 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

В целях дальнейшего развития машиностроительной промышленности, повышения конкурентоспособности ее изделий предусмотрено широкое внедрение гибких производственных систем (ГПС) металлообработки и роботизированных технологических комплексов; увеличение выпуска систем числового программного управления (ЧПУ) для гибких производственных модулей (ГПМ); расширение производства автоматизированных электроприводов, переход на их комплектную поставку с электрооборудованием; максимальную унификацию оборудования на основе блочно-модульных конструкций; широкое применение элементной базы повышенной надежности, больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем, а также встроенных средств на основе микропроцессоров (МП) и МП-техники.

Совершенствование систем программного управления технологическим оборудованием и появление промышленных роботов (ПР) позволили создать новый тип гибкого технологического оборудования (ГПС и ГПМ). Их основой стали многооперационные и многоцелевые станки с ЧПУ.

Эффективным средством повышения технико-экономических показателей металлообрабатывающих станков с ЧПУ является разработка комплектного электрооборудования, унифицированного по схемотехническому и конструктивно-технологическому исполнению. Анализ опыта работы ведущих зарубежных станкостроительных фирм показывает значительный рост выпуска станков, оснащенных комплектным электрооборудованием. В комплект электрооборудования, как правило, входят устройства ЧПУ, автоматизированные электроприводы подач и главного движения, а также программируемые контроллеры электроавтоматики. Спрос на комплектные устройства растет, и эта тенденция усиливается по мере увеличения роли электрооборудования в повышении технического уровня станков.

Реализация принципов цифрового управления на базе МП и микроЭВМ в электроприводах подач и главного движения комплектного электрооборудования станков с ЧПУ позволяет успешно решить проблему унификации, обеспечить стабильные и идентичные параметры отдельных каналов многокоординатной системы, повысить ее надежность.

Функциональная гибкость электрооборудования увеличивается благодаря программной реализации алгоритмов цифрового электропривода (ЦЭП), обеспечивающей перестройку структуры и параметров регуляторов путем изменения программного обеспечения. Реализация алгоритмов управления программными средствами и их унификация сводят процесс проектирования ЦЭП к выбору структуры регуляторов и разработке программного обеспечения. Такой подход открывает широкие возможности для внедрения систем автоматизированного проектирования (САПР).

Особое внимание зарубежные специалисты уделяют системе технического диагностирования как средству повышения эффективности эксплуатации станков с ЧПУ. Рекомендуется проектировать ее как составную часть общей системы управления станком, используя единую методологическую и элементную базу.

Модульный принцип построения ЦЭП в составе комплектного электрооборудования позволяет организовать техническое диагностирование с глубиной поиска дефекта до модуля и при наличии комплекта сменных модулей сократить потери времени, связанные с восстановлением работоспособности.

В книге обобщен опыт авторов по разработке ЦЭП на основе отечественных МП-комплектов. Материал книги оригинален и касается наименее освещенных в литературе вопросов разработки ЦЭП.

Авторы признательны д-ру техн. наук проф. С. А. Ковчину за полезные советы и замечания, сделанные при рецензировании книги.

Предисловие, п. 1.4, гл. 3, 4 и 6 написаны В. А. Яковлевым, гл. 2 и 5 – Б. Г. Коровиным, пп. 1.1, 1.2 и 1.3 написаны В. А. Яковлевым с участием Б. Г. Коровина и Э. Л. Тихомирова, п. 7.1 – В. А. Яковлевым с участием Э. Л. Тихомирова и В. В. Васильева, п. 7.2 – Б. Г. Коровиным с участием Э. Л. Тихомирова и В. В. Васильева.

ГЛАВА 1

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ СТАНКОВ С ЧПУ

1.1. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ СТАНКОВ С ЧПУ В ГИБКОЙ ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ СИСТЕМЕ И ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

Появлению ГПС в машиностроении предшествовало создание станков с ЧПУ, промышленных роботов и электронных вычислительных машин (ЭВМ) [56].

Эффективным средством при построении сложных систем управления производственными участками, цехами и предприятиями являются локальные вычислительные сети (ЛВС). ЛВС объединяют в себе ЭВМ и другие устройства вычислительной техники, расположенные в одном помещении, здании или группе зданий.

Принципы построения ЛВС сочетаются с принципами построения ГПС, т. е. позволяют создавать распределенные вычислительные системы, компоненты которых рассредоточены по производственным цехам, участкам, ГПМ и отдельным станкам с ЧПУ. Они характеризуются использованием средств вычислительной техники в реальном масштабе времени. Техника ЛВС создает условия для построения на унифицированной основе наращиваемых многомашинных распределенных вычислительных систем с модульной расширяемой структурой.

Возможны различные способы построения ЛВС, причем каждый тип сети определяется характеристиками физической среды, топологией и методом доступа [17, 62]. Из известных топологических принципов организации наибольшее распространение получили топологии с упорядоченным расположением узлов по типу звезда, шина и кольцо.

Сеть с топологией типа звезда обладает повышенным быстродействием, вторичные узлы (объекты управления) могут быть достаточно удалены от центрального. Однако возможности расширения сети с такой топологией ограничены и непосредственный обмен данными между вторичными узлами невозможен. Сети с топологией типа шина и кольцо позволяют исключить центральный узел и расширить возможность взаимодействия остальных узлов.

Используя иерархический подход, систему управления предприятием с помощью ЭВМ можно представить в виде отдельных уровней, находящихся в определенной информационной, функциональной, временной взаимосвязи и подчиненности [65, 61]. Особенностью автоматизации управления на различных уровнях является различный характер использования средств вычислительной техники. На верхних уровнях управления ЭВМ взаимодействует с пользователями, решающими организационно-экономические задачи управления, на нижних уровнях — с технологическим оборудованием.

Пример иерархической четырехуровневой системы управления приведен на рис. 1.1. На верхнем четвертом уровне общего управления производством решаются задачи технико-экономического планирования, материально-технического снабжения, технической подготовки производства. Для принятия решения на этом уровне хранится и обрабатывается стратегическая информация долгосрочного планирования. Технической базой данного уровня являются большие и малые

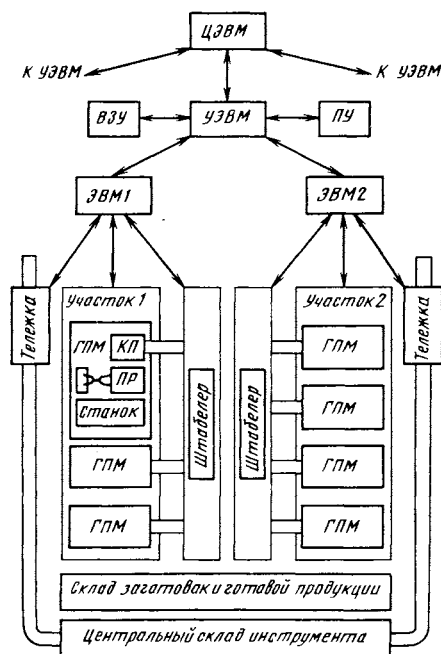


Рис. 1.1 Иерархическая система управления производством

ЭВМ, оснащенные хорошо развитой внешней памятью. В центральной ЭВМ (*ЦЭВМ*) используются внешние запоминающие устройства (*ВЗУ*) с объемом памяти 10 – 20 Мбайт.

На третьем уровне решаются задачи организационно-экономического управления, к числу которых относятся автоматизированная технологическая подготовка производства, координация работы отдельных участков с целью реализации плановых заданий, реализация оптимального режима технологического процесса в соответствии с принятым технико-экономическим критерием. Информационная поддержка данного уровня осуществляется с помощью баз данных, хранящих сведения об используемых технологиях, нормативах, планах, конструкторских и технологических документах. Техническое обеспечение уровня составляют управляющие ЭВМ (*УЭВМ*), имеющие разветвленную сеть периферийных устройств *ПУ*. Вид памяти управляющей ЭВМ – *ВЗУ*, объем памяти 5–10 Мбайт.

Второй уровень, получивший название группового управления оборудованием, включает комплексы ГПМ, объединенные единым технологическим процессом, транспортные системы, а также склады инструмента, заготовок и готовой продукции, обеспечивающие эффективное взаимодействие оборудования. Одним из основных требований, предъявляемых к системе управления на этом уровне, является обеспечение гибкости при выполнении различных плановых заданий. В качестве информационных ресурсов используют описания технологических процессов, программы обработки для станков и промышленных роботов, а также информацию о состоянии оборудования. Технической базой рассматриваемого уровня может служить микро- или мини-ЭВМ, оснащенная ВЗУ с объемом памяти 0,1–1,0 Мбайт.

На первом уровне объектами управления являются отдельные станки с ЧПУ, входящие в состав ГПМ, на которых обрабатываются детали, промышленные роботы *ПР*, осуществляющие установку инструмента и перемещение деталей. Для промежуточного хранения деталей используются кассетные накопители *КП*. На этом уровне решаются следующие задачи: поддержание режимов резания на станке с ЧПУ, обеспечение заданной траектории движения исполнительного органа робота, автоматическая смена обрабатываемой детали, автоматическая смена инструмента, смена обрабатывающих головок, из-

мерение детали, контроль степени изнашивания и поломок инструмента.

Разработана и применяется в промышленности широкая гамма станков с ЧПУ различного технологического назначения: фрезерные, токарные, координатно-расточные и многооперационные. На фрезерных и токарных станках детали обрабатываются во время перемещения рабочих органов по траектории с контурной скоростью, заданной программой управления. На координатно-расточных станках обработка, а следовательно, и силовое воздействие на детали и механизмы производятся в режиме позиционирования после установки и зажима подвижного рабочего органа. Многооперационные станки сочетают режимы контурной обработки и точного позиционирования.

Необходимое качество обработки на станках с ЧПУ достигается повышением точности самого станка и обеспечением требований, предъявляемых к электроприводу. Методы повышения точности станков достаточно хорошо изучены и опубликованы в работах [58, 32, 59]. Повышение точности перемещения и стабильности позиционирования рабочих органов достигается снижением сил трения в направляющих, устранением зазоров в кинематических передачах и повышением жесткости конструкции станка.

Требования к электроприводам станков с ЧПУ проанализированы во многих книгах, в том числе [13, 66, 81, 82]. В работе [66] изложены основные качественные требования, предъявляемые к регулируемым по скорости электроприводам станков: минимальные габаритные размеры электродвигателя при большом вращающем моменте или мощности; высокая максимальная скорость; значительная перегрузочная способность; широкий диапазон регулирования скорости; высокая точность и равномерность движения на всех скоростях вплоть до самых малых; большое быстродействие при апериодическом характере переходных процессов разгона и торможения; высокая линейность, стабильность и повторяемость характеристик; большое быстродействие при увеличении или уменьшении нагрузки и при реверсе под нагрузкой на малой скорости; высокая надежность и ремонтпригодность.

Количественные оценки требований определены ГОСТ 25778-83 на электроприводы подачи и ГОСТ 25777-83 на электроприводы главного движения металлообрабатывающих станков с ЧПУ. В частности, оговорены требования к основным техническим характеристикам электроприводов: диапазон моментов и мощностей, номинальная и максимальная частоты вращения, полоса пропускания, допустимые погрешности и коэффициент неравномерности на различных частотах вращения. Требования к динамическим характеристикам электропривода при ступенчатом изменении момента нагрузки ГОСТ 25778-83 не предъявляет, а в ГОСТ 25777-83 оговорено только время восстановления.

Японскими специалистами введено понятие о полузамкнутых и замкнутых по положению системах. В полузамкнутой по положению системе производится косвенное измерение положения рабочего органа с помощью углового измерительного преобразователя (ИП), встроенного в электродвигатель. Данная система достаточно проста. Однако в этом случае обратная связь по положению не учитывает погрешности шариковой винтовой пары (ШВП), зазоры в соединениях и упругие деформации ходового винта. Точность позиционирования станка почти полностью определяется ошибкой механической системы. Тем не менее путем соответствующей коррекции в устройстве ЧПУ, измеряя зазоры и погрешность ШВП, можно обеспечить точность повторения $\pm 0,002$ мм и точность позиционирования $\pm 0,010$ мм. Поэтому большинство станков с ЧПУ применяют данную систему.

В замкнутой по положению системе положение рабочего органа измеряется непосредственно с помощью линейного ИП, установленного на столе станка. Это позволяет охватить обратной связью все передаточные механизмы электропривода подачи. Такая система обеспечивает высокую точность позиционирования. Однако в этом случае на характеристики электропривода сильно влияют жесткость конструкции и зазоры.

Новым направлением в развитии ГПС является применение локально-распределенных систем ЧПУ. Причиной их появления является изменение подхода к проектированию самих станков, которые разработчики стремятся строить на основе

унифицированных конструктивных элементов, используемых в станках различных групп и назначения. Элементы такой системы пространственно распределены, что обеспечивает автономность управления. Каждая управляемая координатная ось станка может быть оснащена отдельным модулем управления электроприводом, модулем управления электроавтоматикой, модулем задания траектории и модулем привязки. Такое построение системы управления облегчает компоновку станков с ЧПУ и промышленных роботов, выполненных на базе унифицированных конструктивных модулей. Для связи модулей системы управления используют малые ЛВС.

Недостаточно высокие характеристики аналоговых электроприводов, их температурная и временная нестабильность, не позволяющая осуществить глубокое регулирование скорости, вынуждают разработчиков искать принципиально новые технические решения, обеспечивающие выполнение требований станкостроения. Новые системы ЧПУ управляют не традиционно аналоговыми, а цифровыми электроприводами ЦЭП. Применение в электроприводе принципов цифрового управления позволяет увеличить стабильность его характеристик.

Модули управления ЦЭП выполняются на основе быстродействующих МП-систем. Каждый электродвигатель ЦЭП оснащают собственным управлением. Число модулей управления в распределенной системе ЧПУ можно изменять по агрегатному принципу. На модуль управления ЦЭП возлагаются следующие функции:

- решение задач интерполяции (линейной и круговой в плоскости);

- измерение детали и заготовки с использованием индикатора контакта;

- компенсация погрешности позиционирования по каждой управляемой координатной оси;

- компенсация зазоров в исполнительном механизме электропривода подачи;

- компенсация внутришаговой погрешности ходового винта;

- компенсация внутришаговой погрешности измерительного преобразователя (ИП);

выполнение функций цифрового регулятора;

выполнение функций компенсации различного рода нелинейностей;

контроль и диагностика неисправностей электропривода.

К перспективным электроприводам на базе интегральных микросхем и МП-систем предъявляют более жесткие требования:

а) электроприводы подачи должны обеспечивать диапазон моментов от 0,35 до 350 Н·м, максимальную частоту вращения от 1000 до 2500 мин⁻¹;

полоса пропускания частот контура регулирования скорости должна быть не менее 45 Гц тиристорных и 100 Гц для транзисторных преобразователей;

изменение частоты вращения при увеличении и уменьшении момента нагрузки $\pm 0,4 M_n$ относительно уровня $0,6 M_n$ не должно превышать 100 % при $n = 0,001 n_{ном}$ при времени восстановления скорости 0,1 с; время реверса под нагрузкой с моментом M_n при $n = 0,001 n_{ном}$ не должно превышать 0,5 с;

б) электроприводы главного движения должны иметь диапазон мощностей от 2,2 до 200 кВт, максимальную частоту вращения от 2500 до 4000 мин⁻¹;

полоса пропускания частот контура регулирования скорости электропривода мощностью до 30 кВт должна быть не менее 20 Гц;

изменение частоты вращения при изменении момента нагрузки $\pm 0,4 M_n$ относительно уровня $0,6 M_n$ не должно превышать 10 % при $n = 0,1 n_{ном}$ при времени восстановления скорости 0,15 с.

Значения допустимой погрешности и коэффициента неравномерности при различных частотах вращения приведены в табл. 1.1. Степень защиты электродвигателей – не хуже IP44.

1.1. Допустимые погрешности частоты вращения

Электропривод	Частота вращения электродвигателя	Погрешность %, не более
		Суммарная
Подачи	n_{\max}	0,5
	$0,1n_{\max}$	1,0
	$0,01n_{\max}$	2,0
	$0,001n_{\max}$	3,0
	$0,0001n_{\max}$	5,0
Главного	n_{\max}	1,0
движения	$0,1n_{\max}$	2,0
	$0,01n_{\max}$	3,0
	$0,001n_{\max}$	5,0

и коэффициент неравномерности вращения

частоты вращения,		Коэффициент неравномерности вращения K_n , не более
При изменении нагрузки	При изменении направления	
$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	0,01
$\pm 0,25$	$\pm 0,25$	0,01
$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	0,05
$\pm 1,0$	$\pm 1,0$	0,10
$\pm 2,0$	$\pm 2,0$	0,15
$\pm 0,3$	$\pm 0,3$	0,05
$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	0,1
$\pm 1,0$	$\pm 1,0$	0,2
$\pm 2,0$	$\pm 2,0$	0,25

1.2. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Перспективы развития и область применения различных типов регулируемого электропривода станков с ЧПУ – предмет дискуссии специалистов, продолжающейся с начала 80-х годов до настоящего времени [13]. За истекший период положение в отечественном станкостроении практически не изменилось. И сейчас станкостроители наиболее широко применяют электроприводы с электродвигателями постоянного тока

(ДПТ), питание которых осуществляется от транзисторных и тиристорных преобразователей. Такой электропривод вполне удовлетворяет их требованиям.

Однако за рубежом в последние годы ведутся интенсивные работы по созданию регулируемых электроприводов, использующих современные достижения в области технологии и конструирования. Эти электроприводы, построенные, как правило, с использованием новейшей элементной базы, по многим параметрам превосходят электроприводы с ДПТ. К ним можно отнести электроприводы с синхронными (СД) и асинхронными (АД) электродвигателями. При этом некоторые зарубежные специалисты однозначно высказываются в пользу таких электродвигателей. В то же время у них находятся оппоненты, выступающие против категоричности такой оценки, считающие, что для каждого типа электродвигателя имеются рациональные области применения. Анализ зарубежных публикаций показывает, что единой точки зрения на ближайшую перспективу развития электропривода нет, несмотря на то, что все специалисты в отдаленном будущем единодушно отдают предпочтение двум последним типам электродвигателей – СД и АД.

По мнению ведущих специалистов фирмы ВВС (ФРГ), к 2000 г. АД с пристроенной системой управления на СБИС будет преобладать в регулируемом электроприводе [96]. Однако в настоящее время фирма ВВС весьма осторожно подходит к "модной" замене электропривода с ДПТ на электропривод переменного тока, считая, и, очевидно, не без оснований, что первые еще длительное время будут решать задачи регулируемого электропривода.

Благодаря многочисленным публикациям зарубежных фирм, институтов и отдельных ведущих специалистов о полученных результатах имеется возможность проанализировать тенденции развития электроприводов вообще и предназначенных для станков с ЧПУ, в частности.

В работе [88] рассмотрены основные направления развития электроприводов постоянного и переменного тока, разрабатываемых фирмой ВВС. Аналогичные тенденции характерны и для других зарубежных фирм. Отмечены три фактора, которые будут определять развитие электропривода в ближайшие годы:

создание новых силовых электронных приборов и реализация на их основе преобразовательных схем;

разработка новых электродвигателей, приспособленных для совместной работы с силовыми электронными устройствами;

широкое использование микроэлектроники и МП-средств.

Эти три фактора, определяющие уровень аппаратных средств, следует дополнить четвертым – развитие современной теории регулирования, которая в большой степени определяет качество создаваемого электропривода. Рассмотрим более подробно каждый из перечисленных выше факторов.

Тенденции развития электропривода непосредственно связаны с развитием полупроводниковой техники, так как она в большой степени определяет технический уровень преобразователей энергии, являющихся основой любого электропривода. Основной задачей в этой области является создание относительно дешевых полупроводниковых приборов, имеющих высокую перегрузочную способность.

В системах электропривода находят применение новые полупроводниковые приборы: запираемые тиристоры, биполярные транзисторы, транзисторы с изолированным затвором [86]. Запираемые тиристоры все более вытесняют обычные. Ожидается, что по мере улучшения их параметров и разработки простых схем управления запираемым тиристорам будет отдано предпочтение.

Фирма *Toshiba* (Япония) в настоящее время начала выпуск новых запираемых тиристоров на напряжение 4500 В и силу тока 2500 А. Разработаны запираемые тиристоры на напряжение 5000 В и силу тока 3000 А. Наиболее применяемыми приборами в силовых схемах остаются биполярные транзисторы на напряжение более 500 В и силу тока свыше 50 А. Применение составных транзисторов обеспечивает коэффициент усиления 75–100, рабочую частоту 3–30 кГц.

Транзисторы с изолированным затвором сочетают преимущества биполярных (большой выходной ток) и МОП-транзисторов (высокое входное сопротивление). Транзисторы с изолированным затвором, выпускаемые фирмами *General Electric* (США), *Toshiba* (Япония), рассчитаны на напряжение 1000 В при силе тока 50 А или на 500 В при силе тока

100 А. Весьма вероятно, что вскоре появятся приборы на более высокое напряжение и силу тока.

Усовершенствование и разработка новых приборов улучшают характеристики преобразователей. Например, применение запираемых тиристоров вместо обычных позволяет на 50 % уменьшить массу и габаритные размеры преобразователей.

Сравнение экономических показателей электроприводов постоянного и переменного токов показывает, что в настоящее время электропривод переменного тока дороже вследствие высокой стоимости высокочастотной преобразовательной техники [85]. Средняя стоимость электропривода постоянного тока примерно на 20 % меньше, чем стоимость электропривода переменного тока, поэтому электроприводы с ДПТ применяют там, где требуется простота реализации.

ДПТ обладают хорошими динамическими характеристиками, обеспечивают высокую точность и широкий диапазон регулирования скорости. К недостаткам ДПТ обычно относят следующие: наличие щеточно-коллекторного узла; большие габаритные размеры и стоимость закрытого исполнения электродвигателя; максимальная частота вращения не превышает $4000\text{--}6000 \text{ мин}^{-1}$. Однако специалисты считают, что благодаря дальнейшему совершенствованию конструкции, применению новых материалов для постоянных магнитов и щеточно-коллекторного узла ДПТ еще не исчерпали своих возможностей и получают в перспективе качественное улучшение характеристик. Пути улучшения электроприводов с ДПТ специалисты фирмы BBC видят также в применении высокоскоростных машин, имеющих частоту вращения до $60\,000 \text{ мин}^{-1}$, с широким диапазоном регулирования поля и в цифровом измерении регулируемых параметров [96].

Мощное развитие техники управления транзисторными и тиристорными инверторами и появление систем регулирования напряжения и частоты, выполненных на базе этих инверторов, позволили создать электропривод переменного тока с характеристиками, не уступающими характеристикам электроприводов с ДПТ [84]. В электроприводах главного движения применяют АД, а в электроприводах подачи СД.

АД дешевле и проще по конструкции, их масса на 35 – 65 % меньше, чем у ДПТ. Их легко выполнить со степенью

защиты *IP44*, в то время как ДПТ обычно имеют степень защиты *IP23*.

Следует отметить, что применение электроприводов переменного тока ограничивается неравномерностью вращения на малой скорости. Фирмой *General Electric* (США) разработаны электроприводы с АД, свободные от этого недостатка [85]. В них осуществляется раздельное регулирование силы тока, создающего момент, и магнитного потока АД. АД новых электроприводов переменного тока работают с постоянным моментом до номинальной скорости и с постоянной мощностью, когда скорость превышает номинальную.

СД с возбуждением от самарий-кобальтовых постоянных магнитов обладают оптимальной массой и габаритными размерами и лучшим соотношением между вращающим моментом и моментом инерции. КПД СД выше, чем АД, однако последние дешевле.

Некоторые эксперты считают, что СД с постоянными магнитами найдут наиболее широкое применение [85]. Фирма *Moog Inc.* (США) создала новую серию электроприводов подачи СД. В отличие от большинства бесщеточных электродвигателей, имеющих значительные пульсации момента, новые СД имеют от 8 до 18 пар полюсов, работают без пульсаций на самых низких скоростях, обеспечивают более высокие рабочие скорости и обладают большим удельным моментом на единицу массы.

Фирма *Siemens* (ФРГ) производит электроприводы подачи на базе СД с возбуждением от постоянных магнитов из редкоземельных материалов [89]. В качестве преобразователей применяют транзисторные инверторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Фирма *AEG* (ФРГ) предлагает использовать СД с постоянными магнитами вместо АД [99]. В этом случае рассеиваемая мощность выделяется только в статорной обмотке и отводится непосредственно через корпус СД.

Для увеличения диапазона регулирования скорости электроприводов используют датчики с большой разрешающей способностью. Фирма *BBC*, например, комплектует электроприводы подачи специальным датчиком с дискретностью 80 000 импульсов/об [98]. Иногда применяют двухотсчетные устройства измерения скорости. Так, фирма *Indramat* (ФРГ) разрабо-

тала электропривод главного движения с АД. В нем используют два датчика: точный с разрешающей способностью $0,001^\circ$ (360 000 импульсов/об), работающий в диапазоне частот вращения от 0 до 10 мин^{-1} , и грубый с частотой вращения более 10 мин^{-1} [101].

Таким образом, в перспективе электроприводы переменного тока получают преимущественное развитие. Однако несмотря на прогнозируемый значительный прирост доли электроприводов переменного тока в их общем числе, электропривод с ДПТ еще долго сохранит доминирующее значение [97].

В современных электроприводах распространены как системы управления с традиционными пропорционально-интегральными (ПИ) и пропорционально-интегрально-дифференциальными (ПИД) регуляторами, так и системы, использующие новые принципы управления: с переменной структурой, скользящим режимом, с наблюдателями состояния и эталонными моделями.

В работе [83] дан сравнительный анализ систем управления с ПИ-регулятором скорости, с переменной структурой, со скользящим режимом управления. Сравнение производили по параметрам реакций на изменение угловой скорости, а также на изменение момента нагрузки. По результатам сопоставления сделаны следующие выводы. Если основным требованием к системе регулирования является точность в установившемся режиме, предпочтительной является система с ПИ-регулятором, однако она чувствительна к вариации параметров. Если требуется высокое быстродействие и удовлетворяет точность порядка 0,5 %, предпочтение отдают системе с переменной структурой. При больших изменениях момента нагрузки и момента инерции предпочтительна система со скользящим режимом. В последнем случае перспективно также применение адаптивных систем с эталонными моделями. При отсутствии возможности прямого измерения какой-либо координаты переменных состояния, а также с целью сокращения числа датчиков довольно часто применяют наблюдатели состояния объекта регулирования.

Для получения высоких динамических характеристик электропривод переменного тока выполняют с векторным управлением, осуществляемым с применением средств микропроцес-

сорной техники. Однако векторное управление электроприводами с АД наряду с такими достоинствами, как независимое регулирование составляющих силы тока, создающих поток и момент, является очень чувствительным к температурному изменению активного сопротивления ротора, так как эту величину используют при определении частоты скольжения. В современных системах векторного управления электроприводами с АД температурная компенсация изменения активного сопротивления обмотки ротора обеспечивается с помощью средств МП-техники [94].

Большое внимание зарубежные специалисты уделяют средствам защиты и диагностирования электроприводов. Наблюдается тенденция замены аналоговых систем защиты электродвигателей от перегрузки цифровыми, принцип действия которых основан на использовании точной модели тепловых процессов в электродвигателе. Так в работе [95] предложена цифровая модель, которая обеспечивает защиту от превышения максимально допустимой кратковременной температуры обмотки для данного класса изоляции, отключение электродвигателя при превышении максимально допустимой в течение длительного периода времени температуры, полное использование мощности электродвигателя. По результатам испытаний сделан вывод, что цифровая система обеспечивает более эффективную защиту, чем аналоговые системы.

В работе [90] описана система диагностирования неисправностей электропривода переменного тока. В систему входят устройства диагностирования цифрового модуля управления и диагностирования силовой части электропривода с АД. Для диагностирования цифрового модуля управления применена вспомогательная микроЭВМ. Для диагностирования силовой части использованы датчики регулирования электропривода. Предлагаемая система диагностирования позволяет определять следующие виды неисправностей: невключение отдельных тиристоров, неподключение одной из фаз АД, неотключение одного из основных тиристоров, нулевой сигнал с одного из датчиков фазных токов. Аналогично можно осуществить диагностирование и электроприводов постоянного тока.

В настоящее время однокристалльные МП и микроЭВМ (ОМ ЭВМ) используют почти везде, где применяют полупроводниковую силовую преобразовательную технику. Наиболее

широко восьмиразрядные МП были распространены в начале 80-х годов. Однако в последние годы для систем управления с высококачественным регулированием применяют 16-разрядные МП.

Обзор электроприводов с ДПТ и МП-управлением приведен в работе [93]. Рассмотрены их основные достоинства: гибкость системы, которая обеспечивается реализацией различных концепций управления программными средствами; возможность изменения структуры и параметров системы в реальном масштабе времени; обеспечение заданной точности регулирования; высокая помехоустойчивость; возможность линеаризации характеристик управления и реализации нелинейных функций.

Специалисты отмечают, что применение МП в электроприводе с ДПТ позволяет сравнительно просто организовать цифровые регуляторы силы тока и скорости [96]. При этом МП-система управления может быть совмещена конструктивно с силовым преобразователем.

Заметна тенденция к увеличению стоимости электроприводов с МП-управлением. Это объясняется стремлением разработчиков электроприводов использовать новейшую, а следовательно, и дорогую, элементную базу с расширенными функциональными возможностями и высокой надежностью. В качестве примера можно привести фирму **SSD** (Англия) [87]. Она поставляет полностью укомплектованные, готовые к работе электроприводы, при этом уделяет большое внимание их качеству и надежности. Качество обеспечивается ограничением числа поставщиков, использованием дорогостоящих электронных компонентов повышенной надежности и контролем в процессе изготовления изделия. Фирма **SSD** сообщила о разработке новых электроприводов с системой управления, построенной на основе 16-разрядной ОМЭВМ "Intel 8096".

Структура электропривода может изменяться программными средствами с помощью дисплейного пульта. Предусмотрено также адаптивное управление в реальном масштабе времени. Сопрягающие устройства построены с учетом международных стандартов и облегчают построение иерархических структур. Снижено число портов ввода/вывода МП-системы путем их гибкого использования. Обеспечивается точность регулирова-

ния скорости вращения не хуже 1 %. При этом используется цифровой датчик обратной связи по скорости.

Анализируя применяемость средств МП-техники, следует отметить следующее. Наиболее широко в электроприводах с МП-системами управления применяют 16-разрядные МП "Intel 8086" и "Intel 80186" [92, 100]. В электроприводах переменного тока для решения задач регулирования часто используют несколько МП или ОМЭВМ типа "Intel". Причем восьмиразрядные ОМЭВМ используют, как правило, только для решения частных задач в мультипроцессорных системах. В новых разработках применяют 16-разрядные ОМЭВМ "Intel 8096" [87].

Широкое использование МП-техники в электроприводах не означает, однако, полного отказа от элементов аналоговой техники. При использовании в электроприводах дискретных и аналоговых элементов стремятся достигнуть технико-экономического оптимума. Здесь также сказываются и традиции, сложившиеся у разработчиков электроприводов [101]. На основе анализа структур электроприводов металлорежущих станков можно сделать вывод, что фирма *Siemens* (ФРГ) отдает предпочтение комбинированной аналого-цифровой структуре электропривода, в которой границей раздела аналоговой и дискретной частей является контур регулирования силы тока. В то же время фирма *Fanuc* (Япония) разрабатывает полностью дискретные системы. Японские специалисты считают, что использование полностью дискретных систем позволяет уменьшить число датчиков и линий связи, а также добиться большей унификации.

При проектировании электроприводов рекомендуется широко использовать системы автоматизированного проектирования (САПР). Прогнозируется резкое развитие таких систем на базе ЭВМ пятого поколения при использовании методов математического моделирования.

1.3. СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Ответственным этапом при разработке ЦЭП, определяющим его качественные характеристики, является выбор рациональной структуры управления. С точки зрения использования

микроЭВМ ЦЭП может иметь одно- или многокоординатную структуру управления [68].

При однокоординатной структуре управление по каждой координатной оси станка выполняется индивидуальной микроЭВМ. Число микроЭВМ, необходимых для управления, в этом случае определяется числом координатных осей станка. Применение многокоординатной структуры подразумевает многократное использование единой микроЭВМ для управления перемещением по всем координатным осям станка. Реализация многокоординатного принципа построения предъявляет высокие требования по быстродействию к микроЭВМ, работающей в режиме разделения времени.

Для снижения требований к быстродействию микроЭВМ целесообразно использовать программно-аппаратную реализацию алгоритмов управления. В качестве примера такой реализации можно привести многокоординатный тиристорный ЦЭП комплектной системы ЧПУ [30]. Его функциональная схема приведена на рис. 1.2. В состав ЦЭП входят микроЭВМ, система импульсно-фазового управления **СИФУ** с синхронизатором **С**, реверсивный тиристорный преобразователь **ТП** с согласующим трансформатором **СТ**, электродвигатель постоянного тока **Д** с измерительным преобразователем **ИП** и двухотсчетное устройство измерения **УИ**.

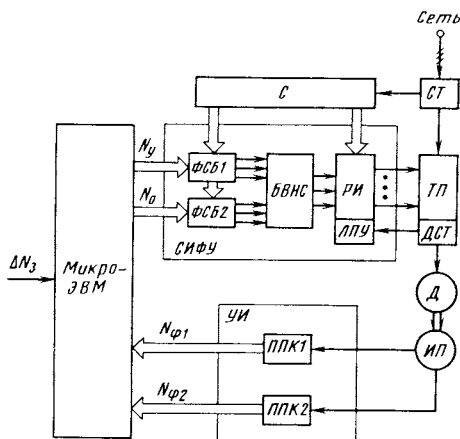


Рис. 1.2. Тиристорный ЦЭП комплектной системы ЧПУ

За основу принята одноконтурная система регулирования скорости. Ее основные недостатки [11] устраняются введением упреждающего токоограничения, компенсации нелинейности звена "тиристорный преобразователь—электродвигатель" и нелинейной динамической коррекции регулятора скорости, реализованных с помощью программных средств микроЭВМ.

Реализация алгоритма управления аппаратно-программная. Аппаратной реализации подлежат алгоритмы, требующие большого объема вычислительных операций. К ним относятся: формирование кода скорости, фазосмещение импульсов управления, логика раздельного управления *ТП*. В функции программы, реализующей алгоритм управления ЦЭП, входят: прием и обработка дискретной информации преобразователей перемещение — код (ППК) (коды N_{φ_1} ППК1 и N_{φ_2} ППК2) и вычислителя устройства ЧПУ (код ΔN_3 задания на перемещение), расчет кода N_y управляющего воздействия в соответствии с принятыми законами регулирования и выдача его на силовую часть электропривода. В ЦЭП реализованы программными средствами пропорциональный закон регулирования в контуре управления по положению с введением первой производной от заданного перемещения и ПИ или ПИД закон в контуре управления по скорости.

При разработке ЦЭП большое значение имеет выбор способа и структуры управления *ТП*, обеспечивающих наиболее полное использование динамических возможностей преобразователя и электродвигателя. Анализ применимости совместного и раздельного управления группами вентилей *ТП* в электроприводах постоянного тока показывает, что с учетом ограничений по массе и габаритным размерам силовой части рациональным является применение в ЦЭП схемы с раздельным управлением. Однако в отдельных случаях при наличии высоких требований к динамическим характеристикам ЦЭП оправдано применение совместного согласованного управления *ТП*.

Управление электродвигателем *Д* осуществляется с помощью реверсивного *ТП*. Схема соединения групп вентилей *ТП* может быть нулевой или мостовой. Мостовые схемы имеют лучшие динамические показатели по сравнению с нулевыми и меньший уровень пульсаций силы тока нагрузки. Поэтому в

ЦЭП следует ориентироваться на применение мостовых схем. Использование нулевых схем оправдано только в тех случаях, когда решающее значение имеет простота исполнения преобразователя. В реверсивном *ТП* реализована встречно-параллельная схема подключения групп вентилях к вторичной обмотке согласующего трансформатора *СТ*.

Одновременная работа групп вентилях при раздельном управлении исключается логическим переключающим устройством *ЛПУ*, работающим совместно с датчиком состояния тиристоров *ДСТ*.

Идентичность характеристик приводов подач в многокоординатной системе управления повышается благодаря использованию единого для всех каналов ЦЭП синхронизатора *С* разверток цифровой *СИФУ*. *СИФУ* осуществляет функции фазосмещения импульсов управления *ТП*. В ЦЭП может быть применена одноканальная *СИФУ* [3]. Она имеет меньшие аппаратные затраты на реализацию по сравнению с многоканальной, удобнее в наладке и обслуживании.

Для введения ограничений, накладываемых на переменные электропривода в переходных и установившихся режимах, параллельно с основным фазосдвигающим блоком *ФСБ1* работает второй фазосдвигающий блок *ФСБ2* [6]. На его вход подается код N_0 задаваемого ограничения. Синхронизатор *С* формирует код цифровой развертки, поступающий в фазосдвигающие блоки *ФСБ1* и *ФСБ2*, и код участка, поступающий в распределитель импульсов *РИ*. Код цифровой развертки жестко синхронизирован с началом и концом интервала напряжения сети.

Сигналы с выходов фазосдвигающего блока *ФСБ1* и аналогичные им сигналы с выходов фазосдвигающего блока *ФСБ2* поступают парами на входы блока выборки наименьшего и наибольшего сигналов *БВНС*. Выделенные сигналы поступают на входы распределителя импульсов *РИ*, который формирует отпирающие импульсы и распределяет их по тиристорам преобразователя с учетом фазировки сети.

Для раздельного управления группами тиристоров используют логическое переключающее устройство *ЛПУ*. Выбор группы тиристоров осуществляется по знаковому разряду кода управления N_y при отсутствии тока в *ТП*, фиксируемому датчиком состояния тиристоров *ДСТ*. При совместном согласо-

24

ванном управлении группами вентилей логическое переключающее устройство и датчик состояния тиристоров не используют. При использовании датчика перемещения в качестве источника информации о частоте вращения электродвигателя основной проблемой является повышение разрешающей способности устройства измерения.

Код скорости в рассматриваемом варианте ЦЭП формируется двухотсчетным устройством измерения *УИ* с фотоэлектрическим *ИП* типа ВЕ-178, установленным на валу электродвигателя *Д*. В устройство измерения входят два преобразователя перемещение — код. В нижней части диапазона измерения работает *ППК1*, формирующий точный код N_{φ_1} углового

положения. Он использует метод интерполяции аналоговых сигналов фотоэлектрического *ИП* [7]. В верхней части диапазона работает *ППК2*, формирующий код N_{φ_2} углового поло-

жения. Он использует метод подсчета импульсов дискретного канала фотоэлектрического *ИП*. Дискретность канала с *ППК1* составляет 320 000 импульсов/об, канала с *ППК2* — 10 000 импульсов/об. Коды средней скорости в обоих каналах определяются как первые обратные разности кодов положения N_{φ_1}

и N_{φ_2} исполнительного органа. Согласование двух отсчетов

выполняется программными средствами микроЭВМ.

Структура связей обеспечивает возможность применения в ЦЭП 16-разрядных микроЭВМ "Электроника-60", "Электроника НЦ-80" и их перспективных модификаций. МикроЭВМ может быть дополнительно укомплектована арифметическим умножителем К588ВР2. Время выполнения программы управления перемещением по одной координатной оси при использовании микроЭВМ "Электроника-60" составило около 1,5 мс.

Частота дискретизации системы управления выбирается из условия равенства ее средней частоте дискретизации *ТП*: 150 Гц для нулевой и 300 Гц для мостовой трехфазных схем.

Реализация различных вариантов ЦЭП осуществляется изменением состава и числа унифицированных модулей и блоков. Для обеспечения требуемых показателей надежности и уменьшения времени восстановления ЦЭП разбит на сменные

блоки, каждый из которых имеет реализованные аппаратно локальные средства диагностирования. Последние в случае отказа блока формируют сигналы прерывания программы МП-системы. Программными средствами производится идентификация модуля, вызвавшего прерывание, формируется реакция системы и индицируется соответствующая информация [63]. Рассмотренный выше ЦЭП обеспечивает диапазон регулирования скорости не менее $1 : 10\,000$ и полосу пропускания от 20 до 35 Гц.

В электроприводе шпинделей станков часто используют ДПТ. В большинстве случаев они удовлетворяют предъявляемым требованиям. Их системы управления недороги и достаточно просты. На рис. 1.3 представлена функциональная схема нереверсивного тиристорного ЦЭП с ДПТ [91]. Шестипульсный **ТП** работает в режиме точной синхронизации отпирающих импульсов с напряжением сети. Для каждого отпирающего импульса определяется номер тиристора, на который этот импульс должен быть подан. Схема синхронизации **С** формирует в интервалах проводимости вентилей информацию о наступлении моментов естественного отпирания тириستоров преобразователя.

Счетчики таймеров **Т** запускаются при занесении в них двоичной информации из МП-системы, причем счет осуществляется в направлении уменьшения содержимого счетчиков. Когда содержимое счетчика достигает нуля, на соответству-

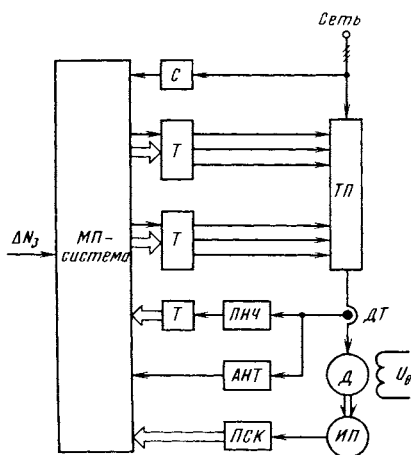


Рис. 1.3. Нереверсивный тиристорный ЦЭП

ющем выходе формируется уровень "1". Дискретизация по времени осуществляется с помощью генератора тактовых импульсов МП-системы. Частота этого генератора определяется максимальным задаваемым углом включения. Поскольку восьмиразрядным кодом может быть задан угол, соответствующий интервалу времени, равному половине периода, питающего преобразователь напряжения (при частоте сети 50 Гц это 10 мс), частота генератора составляет 25,6 кГц.

Измерение скорости осуществляется с помощью фотоэлектрического **ИП**, на выходе которого формируются две последовательности импульсов, сдвинутые относительно друг друга по фазе на 90° . Фазовый сдвиг дает информацию о направлении вращения, а задача измерения скорости сводится к измерению частоты следования или периода импульсов **ИП**.

Для измерения силы тока якоря используют преобразователь напряжение—частота **ПНЧ** и цифровой интегратор. Информация о силе тока датчиком **ДТ** сначала преобразуется в напряжение, которое затем преобразуется в частоту импульсов с помощью **ПНЧ**. Эти импульсы поступают на вход счетчика таймера **Т**, который их подсчитывает. Число импульсов, поступающих на его вход за фиксированный интервал времени, пропорционально среднему значению силы тока. Режим прерывистых токов фиксируется с помощью анализатора нулевого тока **АНТ**.

Помимо функций регулирования на МП-систему возложены функции диагностирования. До включения **ТП** контролируется наличие всех трех фаз напряжения на его входе, а также правильность фазирования и функционирования всех электронных блоков.

В процессе работы в фоновом режиме также осуществляется диагностирование, в том числе контроль состояния электродвигателя. Время цикла управления укладывается в интервал между двумя моментами естественного отпирания тиристов, равный 3,3 мс.

Одним из наиболее перспективных направлений совершенствования систем управления является применение нелинейных законов управления, в частности релейного. Такие системы позволяют получить высокое быстродействие и динамическую точность, имеют малую чувствительность к изменению пара-

метров исполнительного электродвигателя и силового преобразователя.

Для реализации была выбрана комбинированная структура ЦЭП с релейным контуром тока, построенном на аналоговых и дискретных элементах. Согласно принятому алгоритму управления ЦЭП с помощью аппаратных средств формируются коды скорости и положения, реализуется релейный режим в контуре тока.

С помощью программных средств обрабатывается дискретная информация преобразователей перемещение — код *ППК1* и *ППК2*, выполняется расчет кода управления в соответствии с принятыми законами регулирования и нелинейное токоограничение в функции скорости.

В качестве законов регулирования приняты: пропорциональный закон в контуре положения с введением сигнала компенсации скоростной ошибки и ПИД закон в контуре скорости. МикроЭВМ также выполняет контроль работы ЦЭП и его диагностирование.

Частота дискретизации системы управления выбрана равной 1 мс.

Функциональная схема ЦЭП, реализующего описанный выше алгоритм управления, приведена на рис. 1.4. Функции ввода, хранения, обработки и вывода цифровой информации в ЦЭП выполняет одна из модификаций одноплатной микроЭВМ

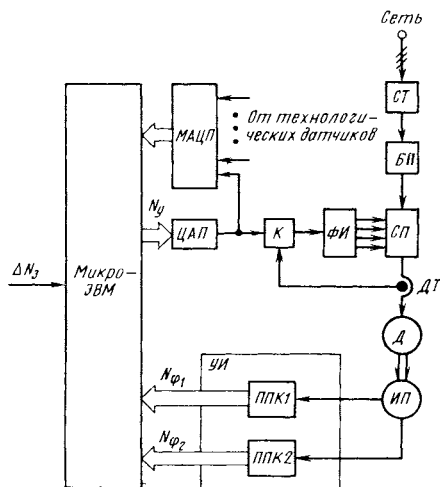


Рис. 1.4. ЦЭП с релейным контуром тока

"Электроника С5-41" [19, 48], в состав которой входят МП с генератором тактовых импульсов; ПЗУ и ОЗУ; интерфейс системного последовательного канала (СПК); интерфейс ввода/вывода. Все устройства, расположенные на плате микроЭВМ, подключены к одной внутренней магистрали и относятся к резидентным. Внутренняя магистраль включает в себя 16 совмещенных адресно-информационных линий адрес/данные и линии управляющих сигналов.

Процессор микроЭВМ выполняет все необходимые операции по приему команд, их исполнению, обработке внешних и внутренних прерываний программы. Процессор реализован на основе МП типа K1801BM1A с системой команд микроЭВМ "Электроника-60". Формат параллельной обработки данных: 16-разрядное слово и байт.

Резидентное ПЗУ выполнено на БИС K1809PE1 и содержит 4К 16-разрядных слов. В ПЗУ хранится резидентное программное обеспечение, в состав которого входят следующие программные модули: модуль "Начальный пуск", обеспечивающий различные варианты начального пуска; модуль "Пультные режимы", обеспечивающий возможность проверки и отладки программ; модуль "Тест процессора, ОЗУ и ПЗУ", обеспечивающий тестирование процессора, а также резидентных ОЗУ и ПЗУ; модуль "Тест ввода/вывода", обеспечивающий проверку фрагментов с БИС K1809BB1; модуль "Обмен по радиальному последовательному каналу связи".

Резидентное ОЗУ выполнено на БИС K1809РУ1 и содержит 1К 16-разрядных слов. Интерфейс магистральной последовательной связи предназначен для подключения микроЭВМ к СПК. Обмен между устройствами по СПК производится последовательно байтами. Интерфейс СПК реализован на БИС K1809BB2, которая осуществляет все процедуры под управлением программы. В интерфейс ввода/вывода входят четыре устройства. Основой каждого устройства является БИС K1809BB1, имеющая по два 8-разрядных параллельных канала ввода/вывода. Каждый канал может работать в режиме приема или передачи информации.

Наличие СПК с резидентным программным обеспечением дает возможность создавать многомашинные распределенные системы и малые локальные сети. Формирование кодов скорости и положения в ЦЭП осуществляется двухотсчетным

устройством измерения, аналогичным описанному выше.

Прием информации от ППК в микроЭВМ выполняется двумя интерфейсами ввода/вывода. Через аналогичный интерфейс код управления из микроЭВМ поступает на регистр цифроаналогового преобразователя (ЦАП). ЦАП формирует на выходе напряжение, являющееся эквивалентом заданной силы тока якорной цепи.

Для реализации обратной связи в контуре тока с релейным элементом необходим быстродействующий датчик. Один из возможных вариантов такого датчика тока представлен на рис. 1.5. В плечи моста, имеющие точку с нулевым потенциалом относительно общей шины, включены два шунта $R_{ш}$. Для усиления этого напряжения и формирования двуполярного сигнала используется дифференциальный усилитель ДУ. Выходное напряжение дифференциального усилителя поступает на один вход компаратора К, на другой вход компаратора подается выходное напряжение от ЦАП.

Логический сигнал с выхода компаратора поступает на схему управления СхУ, формирующую в ФИ сигналы переключения силовых транзисторов. Сформированные сигналы через ячейки оптронной развязки ЯОР и импульсные усилители ИУ поступают на базы силовых транзисторов Т1-Т4, шунтированных диодами V1-V4. Транзисторы образуют мостовую схему. На одну диагональ моста подается напряжение питания $U_{п}$

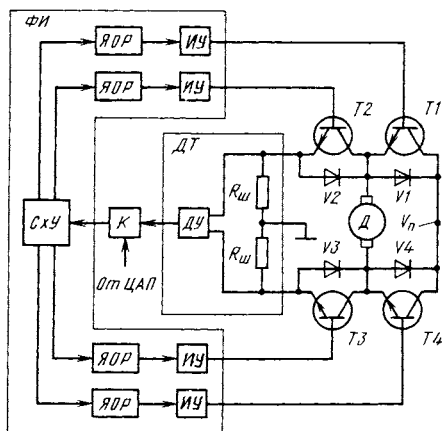


Рис. 1.5. Датчик тока

звена постоянного тока, в другую включен электродвигатель D .

Реализуется симметричное управление транзисторами, согласно которому работают поочередно транзисторы $T1$ и $T3$ или $T2$ и $T4$. С целью устранения сквозных токов при переключении пар транзисторов организуется бестоковая пауза. При симметричном управлении парами транзисторов к якорной обмотке электродвигателя D поочередно прикладывается напряжение питания $+U_n$ или $-U_n$. В качестве ключевых элементов силового преобразователя $СП$ используют силовые биполярные транзисторы ТКД155-63 или модули 2М2-40.

Преобразование аналоговых сигналов технологических датчиков (температуры, деформации и др.) может быть выполнено с помощью многоканального аналого-цифрового преобразователя (МАЦП), подключенного к интерфейсу ввода/вывода микроЭВМ. Один из входов МАЦП используется для контроля выходного напряжения ЦАП. В общем случае ЦАП и МАЦП имеют гальваническую (оптронную) развязку.

Диагностирование ЦЭП осуществляется программно-аппаратными средствами. Каждый функциональный модуль имеет реализованные аппаратно локальные средства диагностирования. С помощью аппаратных средств формируется слово состояния, каждый разряд которого поставлен в соответствие определенному функциональному узлу. Наличие уровня "0" или "1", формируемого локальными средствами функционального диагностирования конкретного узла, соответствует его работоспособному или неработоспособному состоянию.

На программные средства микроЭВМ возложен анализ слова состояния, идентификация неисправного модуля, индикатирование необходимой информации и формирование реакции системы. Такая организация функционального диагностирования позволяет своевременно выявить неисправности и избежать возникновения аварийных ситуаций.

В работе [92] дан сравнительный анализ методов векторного управления, применяемых в ЦЭП с АД, питание которых осуществляется от инверторов тока и напряжения. Авторы отдают предпочтение методу векторного управления АД с питанием от инвертора напряжения, объясняя это меньшим влия-

янием изменения сопротивления ротора на характеристики ЦЭП. Поясним это на примере.

Допустим, частота вращения ротора АД поддерживается постоянной. Тогда при питании АД от инвертора ток статора также поддерживается постоянным. Поэтому увеличение сопротивления обмотки ротора вызывает уменьшение его силы тока и возрастание силы тока намагничивания. Несмотря на это не происходит заметного уменьшения момента. Возрастание сопротивления ротора должно компенсироваться изменением частоты скольжения. Однако последняя не может быть изменена регулятором скорости, так как не меняется момент АД. Поэтому частота скольжения при данном методе управления будет отличаться от требуемого значения.

При питании АД от инвертора напряжения увеличение сопротивления обмотки ротора также вызовет уменьшение его силы тока, но не изменит силы тока намагничивания. Поэтому создаваемый момент уменьшается. Следовательно, регулятор скорости должен увеличить задание на составляющую силы тока статора, определяющую момент электродвигателя. В итоге частота скольжения меняется в соответствии с изменением сопротивления обмотки ротора так, что удовлетворяется условие векторного управления независимо от изменения сопротивления обмотки ротора.

На рис. 1.6 показана функциональная схема микропроцессорного электропривода с четырехполюсным АД мощностью 2,2 кВт. Для питания АД используется блок БП и транзисторный инвертор напряжения с ШИМ. Применены три дат-

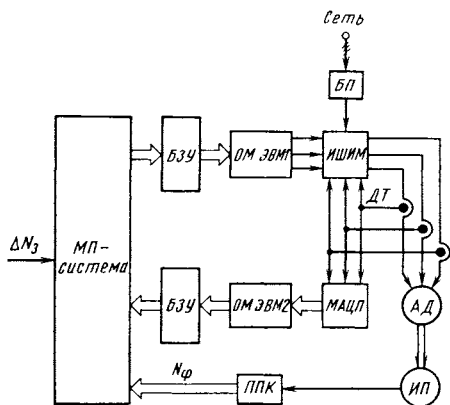


Рис. 1.6. Микропроцессорный электропривод подачи с АД

чика тока с элементами Холла, выходные сигналы которых преобразуются с помощью 12-разрядного МАЩП. Для реализации системы управления использованы две микроЭВМ и один МП. Две 8-разрядные ОМ ЭВМ "Intel 8031" с тактовой частотой 12 МГц выполняют преобразование трехфазного сигнала в двухфазный и двухфазного в трехфазный. Эти преобразования инициируются через 1 мс. Один 16-разрядный МП "Intel 8086" с тактовой частотой 5 МГц выполняет программы векторного управления и регулирования скорости. В качестве регулятора скорости используют ПИ-регулятор.

Положение и частоту вращения вала АД определяют с интервалом 10 мс с помощью датчика, имеющего дискретность 2400 импульсов/об.

Электроприводы переменного тока "Simodrive" фирмы *Siemens*, рассмотренные в работе [100], являются альтернативой электроприводам постоянного тока. Они полностью удовлетворяют требованиям, предъявляемым к электроприводам главного движения станков, и удобны в обслуживании и эксплуатации.

Для управления АД применена система векторного управления "TRANS VEKTOR", использующая принцип ориентации по полю и позволяющая получить от него такие же характеристики, как и от ДПТ. Основу системы составляют две связанные между собой модели, вырабатывающие заданные значения силы тока и напряжения. Первая используется в нижней части диапазона регулирования и обеспечивает высокие динамические качества электропривода. Вторая — в верхней части диапазона регулирования и обеспечивает поддержание постоянства магнитного потока АД.

В ЦЭП переменного тока с АД (рис. 1.7) использованы два МП типа "Intel 80186". Один обслу-

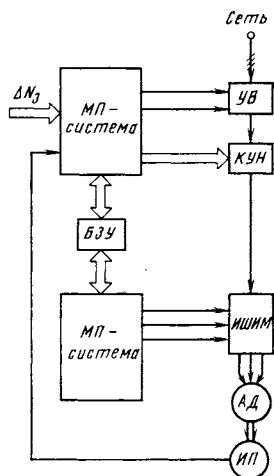


Рис. 1.7. Микропроцессорный электропривод главного движения с АД

живает систему векторного управления, обеспечивает регулирование частоты вращения и позиционирование АД, осуществляет контроль и диагностику состояния ЦЭП, выводит информацию на дисплей. Другой МП перерабатывает полученные от системы векторного управления сигналы заданных значений напряжения, частоты и фазных токов, преобразуя их в команды управления инвертором. В схеме управления частотой вращения АД использован ПИ-регулятор. Обмен информацией между МП-системами осуществляется через буферное запоминающее устройство **БЗУ**.

Время цикла выполнения отдельных программ различно, например, контур регулирования скорости обслуживается за 3,3 мс, в то время как для выдачи управляющих импульсов на инвертор время выполнения программы должно быть значительно меньше.

Силовая часть преобразователя включает управляемый выпрямитель **УВ**, ключевой умножитель напряжения **КУН** и инвертор с широтно-импульсной модуляцией **ИШИМ**. Управляемый выпрямитель, выполненный на тиристорах, подключается непосредственно к сети 380 В и может работать как в выпрямительном, так и инверторном режимах для возвращения в сеть энергии торможения. Схема гарантирует защиту установок и тиристоров при авариях в сети.

Ключевой умножитель напряжения повышает выходное напряжение выпрямителя до 575 В. Поскольку его можно регулировать, даже при длительном снижении напряжения сети удастся поддерживать максимальное напряжение на **АД**, что позволяет оптимально использовать нужный класс транзисторов по напряжению и снизить токовую нагрузку.

Инвертор напряжения с ШИМ представляет собой шестипульсный транзисторный мост, причем специальная схема контролирует работу транзисторов и гарантирует их защиту при замыкании на выходе. Собственный КПД преобразователя 97 %.

В случае кратковременного исчезновения или провала напряжения сети электропривод может работать за счет энергии, накопленной в промежуточном контуре. **АД**, используемые в электроприводе, — четырехполюсные с независимой вентиляцией, степень защиты **IP54**. Они снабжены встроенным **ИП** для измерения частоты вращения, а также терморезисто-

ром для адаптации параметров электродвигателя в системе регулирования в зависимости от температуры. Диапазон регулирования составляет 1 : 1000, наибольшая частота вращения 8000 мин^{-1} . Номинальная мощность от 3 до 63 кВт. Регулирование с постоянным моментом осуществляется до частоты вращения $1250\text{--}1500 \text{ мин}^{-1}$, далее до 8000 мин^{-1} возможно регулирование с постоянной мощностью.

Система контроля состояния при обнаружении неисправности отключает управляющие импульсы и выдает в МП-систему сигнал о причине отключения. Сообщение о неисправности индицируется на дисплее. Схема управления позволяет размещать в памяти заданные в дискретной форме значения параметров, что исключает необходимость их периодической проверки и корректировки. Параметры задают с помощью клавиатуры и контролируют, используя четырехсимвольное табло.

На дисплее можно контролировать частоту вращения, момент, напряжение, частоту и силу токов АД, мощность и уставки заданий. Кроме того, на дисплее индицируются сообщения о неисправностях.

При наладке потребитель может загрузить свою программу в ОЗУ, используя данные из программируемого ПЗУ. С помощью клавиатуры возможна коррекция параметров во время работы электродвигателя. После оптимизации все параметры записываются в программируемое ПЗУ.

Синхронные электродвигатели благодаря малой массе и малым габаритным размерам, надежности и гибкости в управлении являются в настоящее время перспективными исполнительными элементами. Вместе с тем большинство разработанных в настоящее время СД отличаются недопустимо высокими пульсациями вращающего момента. Указанные недостатки отсутствуют в предложенной в [38] МП-системе управления СД, характеризующейся гибкой программируемой связью ориентаций потоков статора и ротора и способных работать как в дискретно-шаговом, так и в непрерывном режимах. Функциональная схема МП-системы управления СД приведена на рис. 1.8. Качественное регулирование достигается использованием опережающей позиционно зависимой ШИМ фазных напряжений СД.

Опережающая позиционно зависимая **ШИМ** фазных напряжений СД реализуется следующим образом. Преобразователь напряжение – частота **ПНЧ** формирует последовательность тактовых импульсов, частота следования которых определяется значением выходного напряжения блока питания **БП**. Формирование тактовых импульсов с помощью **ПНЧ** позволяет добиться инвариантности системы управления к пульсациям и дрейфу напряжения питания. Тактовые импульсы поступают на вход управляемого делителя частоты **УДЧ**. Последний обеспечивает деление частоты с коэффициентом, определяемым значением кода N_y управляющего воздействия, поступающего от микроЭВМ системы через порт вывода данных.

Полученные после деления последовательности импульсов поступают на входы широтно-импульсных модуляторов **ШИМ**, управляемых кодами $N_1 - N_3$ опережающей позиционно зависимой модуляции. Эти коды формируются МП-системой и являются функциями кода N_φ угла поворота, формируемого цифровым **ИП**, а также периода T генерации векторных прерываний МП-системы. Коды $N_1 - N_3$ учитывают также особенности конкретной аппаратной реализации МП-системы управления СД.

Широтно-импульсные модуляторы **ШИМ** совместно с делителем **УДЧ** образуют двухквадрантные умножители, реализующие позиционно зависимую модуляцию по закону, обеспечивающему гармоническую зависимость.

Три статорные обмотки **СД** подключены к трехфазному ис-

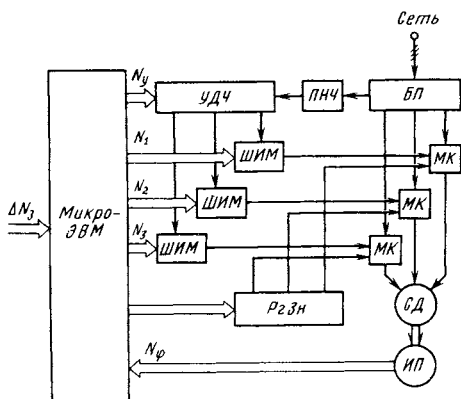


Рис. 1.8. Микро-процессорный электродвигатель с СД

точнику переменного напряжения **БП** с помощью мостовых коммутаторов **МК**, реализованных на ключах с двусторонней проводимостью и управляемых от широтно-импульсных модуляторов. Необходимая полярность напряжения на обмотках **СД** задается МП-системой с помощью регистра знаков **РгЗн** и мостовых коммутаторов **МК**, реализующих в паузе режим динамического торможения путем короткого замыкания статорных обмоток.

Регуляторы скорости реализуются с помощью программных средств МП-системы. Они обеспечивают высокую точность, быстродействие, астатизм к возмущениям по моменту нагрузки и инвариантность к изменению момента инерции.

Код угла, формируемый **ИП**, считывается МП-системой через параллельный порт ввода данных. Код скорости вычисляется как приращение угла за фиксированный интервал времени, задаваемый программируемым таймером, входящим в состав МП-системы. В МП-системе управления **СД** используется МП К1801ВМ1 или КМ1801ВМ2.

Предлагаемое алгоритмическое и программное обеспечение по сравнению с традиционными алгоритмами позиционной коммутации **СД** позволяет увеличить в 1,7–1,9 раза скорость и существенно снизить коммутационные пульсации вращающего момента. Рациональное разделение функций аппаратных средств и программного обеспечения МП-системы позволяет уменьшить в 3,5 раза аппаратные затраты и увеличить в 2,7 раза наработку на отказ по сравнению с существующими аналогами.

1.4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

В электроприводах станков с ЧПУ в качестве средств измерения переменных состояния объекта регулирования применяются четыре основных вида датчиков обратной связи: перемещения (положения), скорости, тока и напряжения [66]. Каждый из перечисленных датчиков характеризуется диапазоном измерения входной величины, разрешающей способностью, точностью преобразования, быстродействием, надежностью в работе. Ниже будут рассмотрены принципы построения

и особенности работы, область применения, достоинства и недостатки, а также степень соответствия датчиков, применяемых в устройствах измерения переменных состояния, перечисленным требованиям.

Средства измерения перемещения (положения). Для измерения перемещения в качестве датчиков широко применяют фотоэлектрические и индукционные измерительные преобразователи (*ИП*). Фотоэлектрические *ИП* имеют высокую точность преобразования, хорошую разрешающую способность и большое быстродействие. Принцип их действия основан на модуляции светового потока с помощью подвижных конструктивных элементов, имеющих переменную прозрачность. Модулированный в функции углового или линейного перемещения световой поток преобразуется фотоприемниками в электрический сигнал, который затем подвергается обработке.

Нашли применение два основных метода преобразования: считывание с кодовой маски и последовательный счет единичных приращений [73].

Кодовая маска представляет собой набор оптических шкал, позволяющих поставить в соответствие каждому квантованному уровню углового или линейного положения конкретную кодовую комбинацию. В простейшем случае кодовая маска имеет только одну оптическую шкалу с чередующимися прозрачными и непрозрачными областями. В этом случае перемещение измеряется путем накопления единичных приращений.

В преобразователях последовательного счета используют, как правило, четыре фотоприемника. Причем каждый следующий фотоприемник имеет пространственный сдвиг по фазе на $\pi/2$ относительно предыдущего. Такая конструкция *ИП* позволяет путем определенного включения фотоприемников сформировать квадратурные сигналы. Причем знак фазового сдвига между квадратурными сигналами характеризует направление измеряемого перемещения.

Соответствующим подбором параметров оптической решетки можно добиться практически синусоидальной формы квадратурных сигналов. Синусоидальные квадратурные сигналы могут быть преобразованы с помощью компараторов в сигналы прямоугольной формы. Таким образом, измеряемое перемещение представляется последовательностью прямоугольных импуль-

сов, каждый из которых соответствует перемещению на один шаг оптической решетки.

Для повышения разрешающей способности фотоэлектрических **ИП** используют способы дробления шага оптической решетки на четыре части и более. Такой способ, например, реализован в дискретном ППК, реализующем метод последовательного счета импульсов фотоэлектрического **ИП** (рис. 1.9) [10].

Фотоэлектрический **ИП** формирует две пары прямых и инверсных сигналов прямоугольной формы, имеющие сдвиг по фазе $\pi/2$. Прямые и инверсные сигналы попарно подаются на входы дифференциальных усилителей **ДУ1** и **ДУ2**. Выходные сигналы $u_{д1}$ и $u_{д2}$ дифференциальных усилителей **ДУ1** и **ДУ2** поступают, соответственно, на входы сдвигающих регистров **СРг1** и **СРг2**. При этом сдвигающие регистры, синхронизируемые тактовыми импульсами **ТИ1**, формируют двоичные коды, первые разряды которых соответствуют новому, а вторые — старому значению сигналов фотоэлектрического **ИП**. Контроль уровня (логических значений "0" или "1") сигналов $u_{д1}$ и $u_{д2}$ фотоэлектрического **ИП** осуществляется каждый такт синхронизации. Дешифратор **Дш**, стробируемый тактовыми импульсами **ТИ2**, анализирует состояние разрядов сдвигающих регистров и формирует сигналы "Счет" (табл. 1.2). Выходные сигналы дешифратора, объединенные в группы "Плюс 1" и "Минус 1" схемой формирования импульсов **СФИ**, подаются,

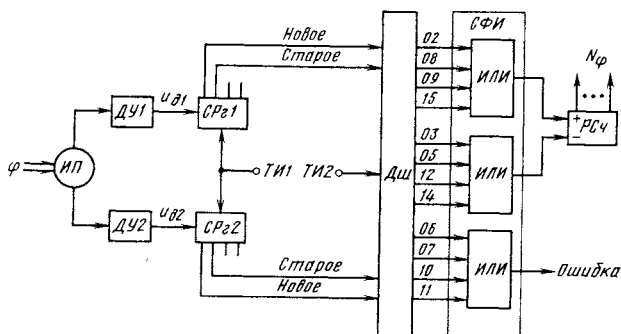


Рис. 1.9. Дискретный ППК с фотоэлектрическим **ИП**

1.2. Формирование сигналов "Счет"
(см. рис. 1.9)

Значение кода регистра				Сигнал "Счет"	Выходы <i>Дш</i>
<i>CP₂₁</i>		<i>CP₂₂</i>			
Новое	Старое	Новое	Старое		
0	0	0	0	Без изменений	01
0	0	0	1	Плюс 1	02
0	0	1	0	Минус 1	03
0	0	1	1	Без изменений	04
0	1	0	0	Минус 1	05
0	1	0	1	Ошибка	06
0	1	1	0	"	07
0	1	1	1	Плюс 1	08
1	0	0	0	Плюс 1	09
1	0	0	1	Ошибка	10
1	0	1	0	"	11
1	0	1	1	Минус 1	12
1	1	0	0	Без изменений	13
1	1	0	1	Минус 1	14
1	1	1	0	Плюс 1	15
1	1	1	1	Без изменений	16

соответственно, на суммирующий и вычитающий входы реверсивного счетчика *РСч*. Реверсивный счетчик, накапливая импульсы, формирует код N_{φ} углового (линейного) перемещения.

Коэффициент умножения частоты сигналов фотоэлектрического *ИП* в этом ППК равен 4. Схема нечувствительна к фазовым сдвигам фотоэлектрического *ИП* и может обнаруживать ложные импульсы, возникающие в тракте передачи входных сигналов.

Дальнейшего улучшения разрешающей способности можно добиться, используя метод интерполяции, который применим как для угловых, так и для линейных фотоэлектрических *ИП*, имеющих на выходе синусоидальные квадратурные сигналы.

ППК, реализующие метод интерполяции, могут быть построены как устройства прямого или уравнивающего преобразования.

К устройствам прямого преобразования можно отнести потенциометрические фазовращатели. Потенциометрический фазовращатель формирует с помощью резистивных делителей с отводами систему квазисинусоидальных сигналов, которые затем используются для образования коротких импульсов прямоугольной формы.

Коэффициент умножения частоты сигналов фотоэлектрического *ИП* у потенциометрического фазовращателя определяется числом отводов резистивного делителя. Разрешающая способность потенциометрических фазовращателей сравнительно невелика. Показатели устройства интерполирования можно улучшить, если использовать сигналы, близкие по форме к треугольным [18].

На рис. 1.10 приведена функциональная схема интерполяционного ППК прямого преобразования, который так же, как и рассмотренный выше, реализует способ счета импульсов [2]. ППК работает следующим образом.

Синусно-косинусный фотоэлектрический *ИП* формирует квадратурные сигналы

$$u_s = U_m \sin K_s \varphi \text{ и } u_c = U_m \cos K_s \varphi,$$

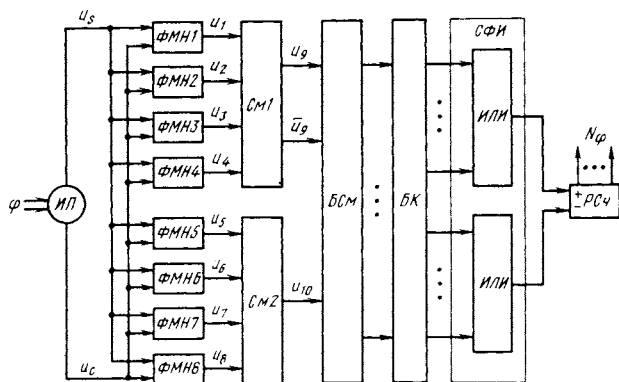


Рис. 1.10. Интерполяционный ППК прямого уравнивания

где U_m – амплитудное значение напряжения; K_z – коэффициент электрической редукции *ИП*; φ – угол поворота вала *ИП*, которые суммируются в формирователях модулей напряжений *ФМН1 – ФМН8* согласно выражению

$$u_i = |K_{s_i} u_s + K_{c_i} u_c|,$$

где i – номер формирователя модуля напряжения.

Известно, что при суммировании синусоидального и косинусоидального напряжений с определенными амплитудами получается гармонический сигнал, фаза которого зависит от соотношения этих амплитуд. Например, если суммируются синусоидальное напряжение единичной амплитуды и косинусоидальное напряжение с амплитудой приблизительно в 2,5 раза меньшей, то результирующий сигнал имеет сдвиг по фазе $\pi/8$; если амплитуды суммируемых напряжений равны, то сдвиг равен $\pi/4$ и т.д.

Таким образом, суммируя напряжения u_s и u_c с опреде-

1.3. Значения коэффициентов K_{s_i} и K_{c_i}

Выходное напряжение	K_{s_i}	K_{c_i}
u_1	1	0
u_2	0	1
u_3	0,7	0,7
u_4	0,7	– 0,7
u_5	1	0,4
u_6	0,4	1
u_7	1	– 0,4
u_8	0,4	– 1

ленными весовыми коэффициентами, можно получить желаемый сдвиг по фазе. Значения весовых коэффициентов K_{s_i} и K_{c_i} приведены в табл. 1.3.

Сигналы с выходов блоков **ФМН1 – ФМН4** поступают в сумматор **См1**. На выходе сумматора формируется напряжение треугольной формы

$$u_9 = (u_1 + u_2) - (u_3 + u_4).$$

Это выражение аппроксимирует треугольную функцию с погрешностью, не превышающей 1 %, что позволяет получить высокую точность интерполяции. Частота напряжения u_9 в 4 раза выше частоты входных сигналов u_s и u_c .

Сигналы с выходов блоков **ФМН5 – ФМН8** поступают в сумматор **См2**. После их суммирования формируется напряжение треугольной формы

$$u_{10} = (u_6 + u_7) - (u_5 + u_8).$$

Частота напряжения u_{10} также в 4 раза выше частоты сигналов u_s и u_c . Причем напряжение u_{10} имеет сдвиг по фазе на $\pi/2$ относительно напряжения u_9 .

Напряжения u_9 , \bar{u}_9 и u_{10} поступают на входы блока сумматоров **БСм**, в котором выполняется m -разовое суммирование напряжения u_{10} с напряжениями u_9 или \bar{u}_9 с разными весовыми коэффициентами. Моменты перехода выходных напряжений блока сумматоров через нуль фиксируются в блоке компараторов **БК**. Сигналы компараторов, объединенные элементами **ИЛИ** схемы формирования импульсов **СФИ** в группы "Плюс 1" и "Минус 1", поступают на суммирующий и вычитающий входы реверсивного счетчика **РСч**.

Коэффициент умножения частоты сигналов фотоэлектрического **ИП** в рассмотренном ППК равен $4m$.

Большой коэффициент дробления шага оптической решетки при наличии квадратурных сигналов фотоэлектрического **ИП**, имеющих малое содержание высших гармонических составляю-

ших, может обеспечить интерполяционный ППК (рис. 1.11), реализующий способ следящего уравнивания [4]. Рассмотрим его работу. Выходные сигналы синусно-косинусного фотозлектрического ИП u_s и u_c поступают, соответственно, на входы функциональных генераторов $\PhiГ1$ и $\PhiГ2$. Последние реализуют функции четырехквadrантного умножения синусоидального сигнала на функцию $\cos\psi$ и косинусоидального сигнала на функцию $\sin\psi$, где ψ — угловой эквивалент кода N_φ угла, $\psi = N_\varphi \pi / 2^{r-1}$; здесь r — разрядность реверсивного счетчика. Выходные напряжения функциональных генераторов поступают на вычитатель B , формирующий сигнал рассогласования:

$$\begin{aligned} u_p &= (U_m \sin K_\varphi \varphi) \cos\psi - (U_m \cos K_\varphi \varphi) \sin\psi = \\ &= U_m \sin(K_\varphi \varphi - \psi). \end{aligned}$$

Сигнал рассогласования u_p представляет собой напряжение постоянного тока, уровень и знак которого в любой момент времени определяются функцией синуса от разности между угловым положением вала φ с учетом коэффициента электрической редукции K_φ и угловым эквивалентом ψ выходного кода N_φ угла. Для обеспечения астатизма в систему введено корректирующее звено $КЗ$.

Переход от аналоговой формы сигналов к дискретной выполняется с помощью преобразователя напряжение—частота $ПНЧ$. При положительном знаке входного напряжения последовательность импульсов формируется на одном выходе $ПНЧ$, а

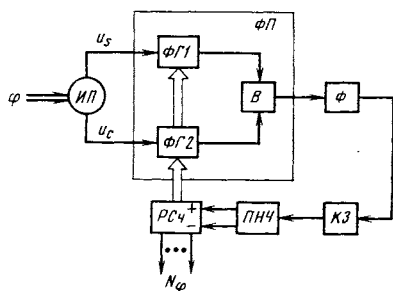


Рис. 1.11. Интерполяционный ППК следящего уравнивания

при отрицательном знаке — на другом. Выходные импульсы *ПНЧ* поступают на суммирующий или вычитающий входы реверсивного счетчика *РСЧ*, который формирует код N_φ угла, используемый для управления функциональными генераторами. Он изменяет значения функций $\sin\psi$ и $\cos\psi$ таким образом, что напряжение u_p на выходе вычитателя устанавливается равным нулю. Таким образом реализуется режим следящего уравнивания.

Согласно классификации [46] ППК такого типа относят к системам с постоянным шагом квантования по уровню и переменной частотой счета. Недостатком синусно-косинусных интерполяторов является влияние на их точность дрейфа сигналов фотоэлектрического *ИП*.

Благодаря высоким эксплуатационным качествам широко применяют индукционные *ИП* электромашинного типа и, в частности, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ). Принцип действия СКВТ основан на изменении по синусоидальному закону взаимной индукции между обмотками статора и ротора и, соответственно, наведенной электродвижущей силы (ЭДС) при изменении углового положения φ ротора.

Возможны различные варианты расположения обмоток. Например, на статоре могут быть размещены обмотка возбуждения и квадратурная, а на роторе — синусная и косинусная обмотки, и наоборот. Квадратурная обмотка обычно используется для снижения погрешностей, возникающих от нагрузки. В отдельных типах СКВТ квадратурная обмотка может отсутствовать.

Для съема напряжения в СКВТ могут быть использованы контактные кольца и щетки, а также кольцевые трансформаторы. Устранение скользящих контактов повышает надежность и точность СКВТ.

Особый интерес представляют многополюсные СКВТ с электрической редукцией, позволяющие повысить точность измерений за счет усреднения технологических погрешностей изготовления. Значение коэффициента K_z электрической редукции определяется числом пар полюсов обмотки СКВТ. К достоинствам СКВТ следует отнести малый коэффициент ослабле-

ния выходного сигнала, к недостаткам — сложности изготовления обмоток. Этот недостаток не имеет места в индуктосинах (многополюсных датчиках с плоскими печатными обмотками).

Индуктосины делятся на линейные и угловые. По принципу действия линейный индуктосин подобен СКВТ, развернутому в плоскости. Шаг укладки печатных проводников обмоток обычно равен 2 мм. Угловой индуктосин по своим электромагнитным связям эквивалентен СКВТ, имеющему одну обмотку на роторе и две обмотки на статоре. Имеются угловые индуктосины с числом пар полюсов 128, 180 и более. К основным достоинствам индуктосинов следует отнести наличие эффекта усреднения погрешности нанесения печатных обмоток, что позволяет получать высокую точность [18].

Магнитопровода индуктосин не имеет и может быть отнесен к воздушным трансформаторам. Поэтому основным недостатком индуктосина является малый коэффициент индуктивной связи и, как следствие этого, значительное ослабление выходного сигнала даже при повышенной частоте питания.

Известны два основных режима работы индукционного *ИП*, определяемые способом питания его обмоток [22]. Это фазовый и амплитудный режимы. Фазовый режим работы предусматривает питание обмоток индукционного *ИП* ортогональными напряжениями, амплитуды которых равны. Амплитуда выходного сигнала в таком режиме остается постоянной, а фаза является функцией взаимного расположения обмоток.

Все ППК с амплитудным режимом работы *ИП* по существу могут быть сведены к двум типам. Первый из них обеспечивает питание двухфазных обмоток *ИП* от функционального преобразователя, а напряжение, снимаемое с однофазной обмотки, является сигналом рассогласования по положению. Второй является полной противоположностью первого. В этом случае питание подается на однофазную обмотку, а выходные сигналы двухфазной обмотки несут информацию о фактическом положении. Эти ППК широко распространены, так как позволяют использовать СКВТ и индуктосины, не имеющие квадратной обмотки. Среди ППК этого типа следует выделить отдельную группу преобразователей, использующих для питания индукционного *ИП* двухфазные сигналы с ШИМ.

На рис. 1.12 приведена функциональная схема ППК ШИМ

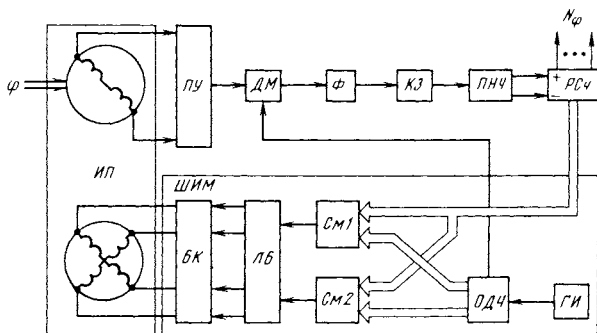


Рис. 1.12. ППК с широтно-импульсным модулятором и индукционным ИП

следящего уравнивания. Рассмотрим особенности его работы [1]. Импульсы тактовой частоты от генератора импульсов *ГИ* заполняют опорный делитель частоты *ОДЧ*. На входы сумматора *См1* информация от опорного делителя частоты и реверсивного счетчика *РСЧ* поступает в прямых кодах. На входы сумматора *См2* информация от опорного делителя частоты поступает в обратном коде, а от реверсивного счетчика — в прямом. Модулированные по фазе сигналы с выходов сумматоров подаются на логический блок *ЛБ*, который формирует две последовательности широтно-модулированных прямоугольных импульсов, управляющих блоком ключей *БК*. Блок ключей формирует два биполярных широтно-модулированных напряжения, питающие обмотки синусно-косинусного индукционного *ИП*.

Выходной сигнал *ИП* через полосовой усилитель *ПУ* поступает на демодулятор *ДМ*, выполняющий функции фазочувствительного выпрямителя. На выходе демодулятора формируется напряжение рассогласования, которое через фильтр *Ф* и корректирующее звено *КЗ* подается на вход *ПНЧ*. Импульсы, сформированные *ПНЧ*, поступают на суммирующий или вычитающий входы реверсивного счетчика *РСЧ*.

ППК следящего уравнивания (рис. 1.13) с внешней по отношению к индукционному *ИП* петлей обратной связи широко распространены [22]. Одна из таких разработок ППК с однофазным питанием индукционного *ИП* описана в [7].

Коммутация входов вычитателя **B** в каждом квадранте выполняется синхронно с изменением полярности напряжения u_n питания индукционного **ИП**.

Такое изменение знака коэффициентов передачи вычитателя **B**, синхронное изменению знака полуволны синусоидального напряжения u_n питания **ИП**, позволяет дополнительно с помощью переключателей **П1** и **П2**, дешифратора **Дш** и вычитателя **B** реализовать функции демодулятора напряжения u_p рассогласования. Такое техническое решение позволяет отказаться от применения специального демодулятора при работе с индукционными **ИП** и унифицировать структуру ППК вне зависимости от вида применяемого синусно-косинусного **ИП** (фотоэлектрического или индукционного).

На выходе вычитателя формируется сигнал рассогласования

$$u_p = K_{\tau m} (\sin K_{\varphi} \varphi \cos \psi - \cos K_{\varphi} \varphi \sin \psi) |\sin \omega t|$$

или

$$u_p = K_{\tau m} \sin(K_{\varphi} \varphi - \psi) |\sin \omega t|.$$

Совокупность функциональных блоков, реализующих это выражение, условно названа формирователем сигнала рассогласования **ФСР**. Пульсации выходного напряжения формирователя сигнала рассогласования сглаживаются фильтром **Ф**. **ПНЧ** преобразует выходное напряжение корректирующего звена **КЗ** в последовательность импульсов, поступающих на один из входов реверсивного счетчика **РСч**, формирующего код N_{φ} угла, а также управляющего дешифратором **Дш** и функциональными генераторами **ФГ1** и **ФГ2**. ППК такого типа практически не чувствителен к частоте напряжения питания и устойчив к возмущениям.

Средства измерения скорости. Продолжительное время обратная связь по скорости практически всех регулируемых электроприводов осуществлялась с помощью тахогенераторов постоянного и переменного тока [69]. К ним предъявляли следующие требования: линейность и максимальная крутизна выходной характеристики, низкий уровень пульсаций и остаточного напряжения, высокое быстродействие. Широкое рас-

ространение получили тахогенераторы постоянного тока, как наиболее полно отвечающие этим требованиям. Они имеют высокую линейность, хорошую симметричность и большую крутизну выходной характеристики, у них отсутствует остаточное напряжение. К недостаткам тахогенераторов постоянного тока следует отнести наличие скользящего контакта, необходимость фильтрации выходного напряжения, сложность конструкции.

Тахогенераторы переменного тока в отличие от тахогенераторов постоянного тока определяют только значение частоты вращения и не определяют ее направление. Их выходная характеристика существенно нелинейна. Поэтому несмотря на простоту конструкции и отсутствие коммутации тахогенераторы переменного тока применяют редко.

Тенденция использования тахогенераторов сохраняется, но все чаще в электроприводах, и в цифровых особенно, в качестве датчиков скорости применяют фотоэлектрические и индукционные **ИП**. Это связано, в первую очередь, с необходимостью измерения малой скорости при глубоком ее регулировании. Поэтому практический интерес представляет оценка измерения скорости следующими методами.

1. Метод аналого-цифрового преобразования напряжения тахогенератора постоянного тока.

2. Метод последовательного счета импульсов фотоэлектрического **ИП** за заданный интервал времени.

3. Метод измерения длительности периодов между импульсами фотоэлектрического **ИП**.

4. Метод цифрового дифференцирования кода угла ППК уравнивания с индукционным **ИП**.

Метод измерения скорости с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) обладает недостатками, характерными для аналоговых систем, требуя принятия мер с целью компенсации дрейфа усилителей, фильтрации выходного напряжения и компенсации нелинейности тахогенератора в начальной зоне. Без принятия специальных мер разрешающая способность тракта "тахогенератор-АЦП" не превышает 10^{-3} .

Метод счета импульсов фотоэлектрического **ИП** позволяет измерять среднюю скорость за период дискретности T системы. При использовании стандартных решений он имеет мини-

мальную разрешающую способность в нижней части диапазона изменения скорости, где как раз требуется высокое качество ее регулирования.

Метод измерения длительности периода имеет высокую разрешающую способность на малой скорости и низкую — на большой. Увеличение разрешающей способности в верхней части диапазона изменения скорости может быть достигнуто одновременным измерением нескольких периодов T_n следования импульсов фотоэлектрического *ИП*.

Существует мнение [18], что метод измерения длительности периода дает информацию о мгновенной скорости. Действительно, в верхней части диапазона изменения скорости, где соблюдается условие $T_n \ll T$, значение измеряемой скорости приближается к мгновенной. Однако в нижней части диапазона измерение частоты вращения менее $1,8 \text{ мин}^{-1}$ каждый цикл расчета в микроЭВМ становится невозможным ввиду значительного увеличения периода следования импульсов. Например, период следования импульсов при частоте вращения $0,1 \text{ мин}^{-1}$ и дискретности *ИП*, равной 10^4 импульсов на оборот, достигает значения $T_n = 0,060 \text{ с}$. При периоде дискретности системы $T = 0,003 \text{ с}$ это недопустимо, так как вызывает запаздывание в цепи обратной связи по скорости. Для уменьшения временного запаздывания необходимо и в этом случае увеличивать разрешающую способность *ИП*. Кроме этого недостатка, формирование кода скорости методом измерения длительности периода требует обратного преобразования. Поэтому нецелесообразно при глубоком регулировании скорости применять метод измерения длительности периода T_n . Разрешающая способность устройств измерения, использующих индукционные *ИП* с механической редукцией 5 : 1, не превышает, как правило, значения $0,05 \cdot 10^{-3}$, что недостаточно.

Таким образом, ни один из рассмотренных выше методов не обеспечивает глубокое регулирование скорости. Основной причиной этого является ограниченная разрешающая способность устройств ее измерения.

Рассмотрим принципы построения устройств измерения, имеющих высокую разрешающую способность и обеспечивающих глубокое регулирование скорости ЦЭП. На рис. 1.14 приведена функциональная схема устройства измерения скорости на базе тахогенератора. Устройство имеет два информационных канала [5]. Первый канал построен на основе преобразователя скорость-код *ПСК*, в состав которого входят тахогенератор *Тг*, фильтр *Ф2* нижних частот, нелинейный элемент *НЭ*, ограничивающий уровень напряжения, поступающего на *АЦП*. Второй канал построен на основе *ППК-ШИМ*, описание которого приведено ранее.

Угловая скорость ω измеряется в рассматриваемом устройстве двумя методами:

1) если скорость ниже уровня ограничения, то сигнал тахогенератора непосредственно преобразуется в цифровой код N_{ω} угловой скорости с помощью *АЦП*;

2) если скорость выше уровня ограничения, то она определяется как приращение кода N_{φ} угла *ППК* за период дискретности *T*.

В этом устройстве точность измерения скорости повышена за счет использования кодов N_{ω} *АЦП* и N_{φ} *ППК* для регулирования скорости каждого в своем диапазоне.

Синхронизация работы каналов выполняется блоком согласования отсчетов *БСО*. Анализируется старший разряд кода N_{ω} *АЦП*. Если он равен "0", то для обратной связи по скорости используется код N_{ω} , причем нелинейность характеристики тахогенератора на начальном участке компенсируется таблично-аппроксимационным способом, а дрейф нуля – прог-

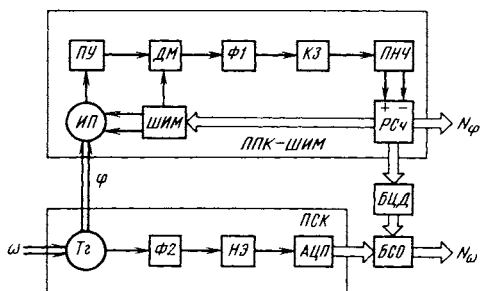


Рис. 1.14. Двух-
канальное устрой-
ство измерения
скорости с тахо-
генератором

раммно-аппаратной коррекцией. Выбором числа участков аппроксимации можно обеспечить желаемую точность компенсации нелинейности. Если старший разряд кода N_ω равен "1", т.е. угловая скорость ω близка к верхней границе диапазона малых скоростей, то выполняется переход на обратную связь, использующую приращения кода угла в виде $2^K \Delta N_\varphi$, формируемого блоком цифрового дифференцирования **БЦД**, где 2^K – коэффициент согласования отсчетов каналов.

Быстродействие устройства измерения ограничено электромагнитной постоянной тахогенератора и постоянной времени фильтра нижних частот. Диапазон регулирования скорости ЦЭП с таким устройством измерения достигает 1 : 15 000.

На рис. 1.15 приведена функциональная схема устройства измерения скорости на базе фотоэлектрического **ИП**, для увеличения разрешающей способности которого применен метод интерполяции. Устройство также имеет два информационных канала. В нижней части диапазона измерения работает интерполяционный преобразователь перемещение – код **ИППК**, преобразующий аналоговые сигналы фотоэлектрического **ИП** в код N_{φ_1} угла. В верхней части диапазона измерения работает

дискретный преобразователь перемещение – код **ДППК**, реализующий метод счета импульсов фотоэлектрического **ИП**. Он формирует код угла в виде $N_\varphi = 2^K N_{\varphi_1}$, где 2^K – коэффи-

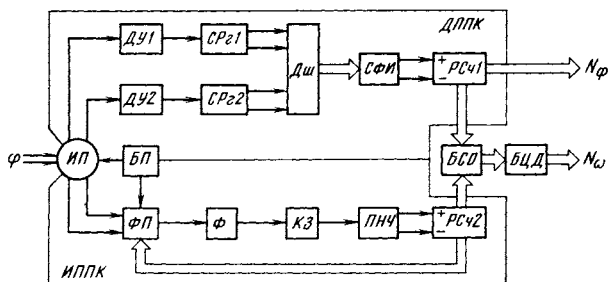


Рис. 1.15. Двухканальное устройство измерения скорости с фотоэлектрическим **ИП**

ранее, введены блок изменения дискретности **БИД** и второй преобразователь **ПНЧ2**. Реверсивный счетчик **РСч** выполнен с дополнительными входами, имеющими вес 2^l (l – коэффициент увеличения дискретности) и соединенными с выходами преобразователя **ПНЧ2**. Общее число разрядов реверсивного счетчика равно r .

При увеличении частоты вращения углового индуктосина выходное напряжение корректирующего звена **КЗ** растет пропорционально. До определенного уровня этого напряжения, задаваемого блоком изменения дискретности, работает только первый преобразователь **ПНЧ1**. При дальнейшем увеличении частоты вращения и превышении граничного уровня напряжения U_r блок изменения дискретности подключает к реверсивному счетчику **РСч** второй преобразователь **ПНЧ2**. Такое подключение обеспечивает в ППК следящий режим работы с дискретностью, равной 2^l . При уменьшении частоты вращения углового индуктосина ниже граничного значения блок изменения дискретности отключает преобразователь **ПНЧ2**.

Таким образом, **БППК** имеет два режима работы: режим малых скоростей, при котором он обеспечивает слежение с малой дискретностью, равной $\pi/K_s \cdot 2^{r-1}$ рад/дискрету; режим больших скоростей, при котором он выполняет переход к слежению с дискретностью, равной $\pi/K_s \cdot 2^{r-l-1}$ рад/дискрету. Разрешающая способность устройства измерения с угловым индуктосином достигает $0,002 \cdot 10^{-3}$ оборота вала электродвигателя, а диапазон регулирования скорости ЦЭП – 1 : 30 000.

Рассмотренные выше устройства измерения скорости позволяют осуществить по запросу микроЭВМ синхронный прием и обработку информации о состоянии объекта регулирования, что является их несомненным достоинством.

Средства измерения постоянного тока. Для реализации обратной связи по току в ЦЭП необходимы быстродействующие, прецизионные датчики тока, обеспечивающие гальваническую развязку силовых цепей и цепей управления. Наибо-

лее просто датчик тока $i_{\text{я}}$ реализуется на основе шунта, включаемого последовательно в цепь измеряемого постоянного тока [74]. Падение напряжения на шунте при номинальном токе обычно составляет 75 мВ. Функциональная схема такого датчика тока приведена на рис. 1.17.

Для потенциального разделения входных и выходных цепей напряжение, снимаемое с шунта Ш , преобразуется в переменное с помощью модулятора М . Метод модуляции особенно эффективен при измерении малых напряжений. В качестве модулятора обычно используются электронные ключи с инверсным включением транзисторов. Переменное напряжение, модулированное по амплитуде, через ячейку гальванической развязки ЯГР поступает на вход усилителя У . Затем оно преобразуется демодулятором ДМ в постоянное напряжение. Пульсации выходного напряжения демодулятора сглаживаются фильтром Φ . АЦП преобразует выходное напряжение фильтра в цифровой эквивалент — код N_i тока шунта.

Генератор импульсов ГИ синхронизирует работу модулятора и демодулятора. Использование для синхронизации напряжения прямоугольной формы позволяет получить линейную характеристику датчика тока. Повышение частоты следования импульсов до 20–30 кГц позволяет уменьшить постоянную времени фильтра и, соответственно, увеличить полосу пропускания датчика тока. Датчики такого типа имеют высокую чувствительность и достаточно надежны в работе.

В датчиках тока применяют приборы, основанные на гальваномагнитных явлениях [23, 74]: эффекте магнитосопротивления, эффекте Холла и магнитодиодном эффекте.

Эффект магнитосопротивления — возрастание сопротивления полупроводника в магнитном поле. Особенностью элементов, использующих этот эффект, является квадратичная зависимость изменения сопротивления от индукции в слабых

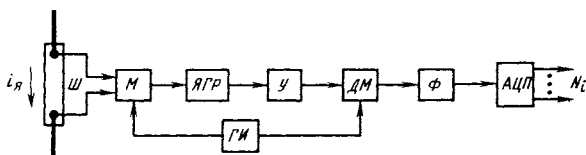


Рис. 1.17. Датчик тока с шунтом

магнитных полях и линейная — в сильных. Такая нелинейность их характеристик снижает точность и ограничивает нижний предел измерения.

Эффект Холла — возникновение в полупроводнике поперечной разности потенциалов при прохождении электрического тока в поперечном ему магнитном поле. Существенное достоинство элементов Холла — линейная зависимость электродвижущей силы от индукции магнитного поля и широкий частотный диапазон.

Датчики тока, использующие элементы Холла и магниторезисторы, имеют общий недостаток, ограничивающий область их применения, — малое значение выходного сигнала.

Магнитодиодный эффект — изменение в магнитном поле неравновесной проводимости полупроводниковой структуры. Магнитодиод отличается от обычных полупроводниковых диодов относительно большой длиной базовой области. Помещение магнитодиода, через который протекает ток, в поперечное магнитное поле вызывает повышение сопротивления базы и соответствующее увеличение падения напряжения. Достоинством магнитодиодов является относительно большое значение выходного сигнала.

Для уменьшения нелинейности характеристик и обеспечения термостабильности магнитодиоды обычно включают по мостовой схеме [23]. На рис. 1.18 приведена функциональная схема датчика тока с магнитодиодами. Датчик тока построен на основе магнитопровода с постоянными магнитами, в зазорах которого размещены магнитодиоды *МД1* и *МД2*. Магнитопровод датчика тока выполнен из магнитомягкого материала, а постоянные магниты — из магнитодиэлектрика. Через окно в магнитопроводе проходит силовая шина, включенная в цепь

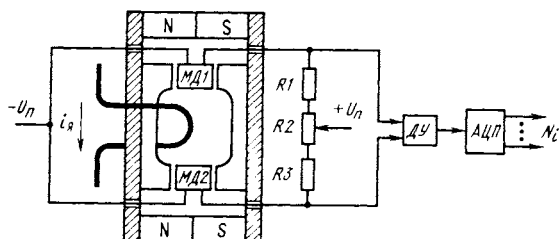


Рис. 1.18. Датчик тока на основе магнитодиодов

измеряемого тока $i_{\text{я}}$. К диагонали моста, образованного магнитодиодами **МД1**, **МД2** и резисторами **R1–R3**, подключен дифференциальный усилитель **ДУ**. Рабочие точки магнитодиодов выбираются на линейном участке вольт-амперной характеристики путем подбора силы тока, протекающего через резисторы **R1** и **R3**. Балансировка моста производится резистором **R2**.

При отсутствии тока в силовой шине и сбалансированном мосте выходное напряжение дифференциального усилителя равно нулю. При появлении в силовой шине тока изменяется магнитная индукция в зазорах магнитопровода. Вследствие этого изменяется падение напряжения на магнитодиодах, происходит разбаланс моста и на выходе дифференциального усилителя появляется напряжение соответствующей полярности, пропорциональное измеряемому току. При смене направления протекания тока знак напряжения на выходе дифференциального усилителя изменяется на обратный. Выходное напряжение дифференциального усилителя преобразуется в код тока N_i с помощью **АЦП**.

Датчик тока, рассмотренный выше, имеет относительно низкое быстродействие и большую погрешность преобразования от нелинейности кривой намагничивания магнитопровода. Для устранения этих недостатков целесообразно в датчике тока использовать компенсационный метод измерения [8]. Функциональная схема датчика тока компенсационного типа приведена на рис. 1.19. Датчик тока работает следующим образом.

Ток $i_{\text{я}}$, силу которого необходимо измерить, пропускают через силовую шину, расположенную по секциям ω_{1-1} , ω_{1-2} в броневого сердечника. В зазорах сердечников установлены магнитодиоды **МД1** и **МД2**. Закрытая форма сердечников обеспечивает защиту магнитодиодов от влияния внешних магнитных полей. При прохождении тока через силовую шину магнитное поле сердечников изменяется и, соответственно, изменяется напряжение на магнитодиодах. Эти напряжения сравниваются и суммируются с выходным сигналом корректирующего звена **КЗ**. Корректирующее звено, представляющее собой **РС**-цепочку, формирует сигнал параллельной коррекции. Оно

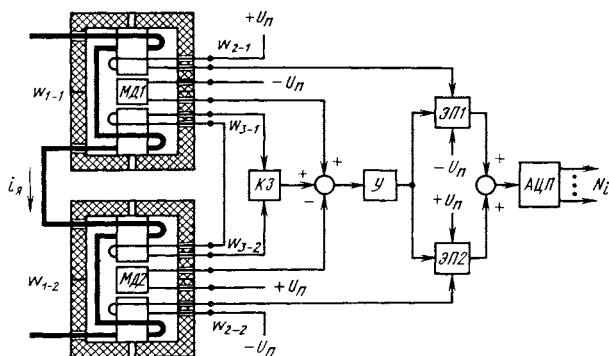


Рис. 1.19. Компенсационный датчик тока

фильтрует выходные напряжения секций w_{3-1} , w_{3-2} обмотки коррекции, значения которых пропорциональны скорости изменения магнитного потока в сердечниках. Такая параллельная коррекция устраняет влияние инерционности магнитодиодов на быстродействие контура компенсации.

Выходное напряжение суммирующего элемента поступает на усилитель $У$. Коэффициент передачи усилителя выбирается достаточно большим, чтобы обеспечить высокое быстродействие и малую статическую ошибку датчика тока. Усиленный сигнал поступает на входы эмиттерных повторителей $ЭП1$ и $ЭП2$, выполненных на транзисторах различной проводимости. Коллекторные токи транзисторов, протекающие через секции w_{2-1} и w_{2-2} обмотки обратной связи, компенсируют магнитное поле, создаваемое током силовой шины. Таким образом, магнитные потоки в зазорах сердечников и падение напряжения на магнитодиодах стабилизируются. Благодаря незначительной амплитуде поля перемагничивания вихревые токи в сердечниках малы и практически не влияют на динамическую точность измерений.

Выходные напряжения эмиттерных повторителей суммируются. Суммарное напряжение подается на $АЦП$, формирующий код тока N_i . Применение магнитодиодов в датчиках тока существенно улучшает их технические характеристики.

Средства измерения постоянного напряжения. Принципы построения средств измерения напряжения аналогичны опи-

санным выше при рассмотрении датчиков тока. Например, в качестве датчика напряжения может быть использован резистивный делитель, включаемый параллельно якору электродвигателя. Для гальванической развязки силовой цепи и цепи управления выходное напряжение делителя подвергается модуляции с последующей демодуляцией, фильтрацией и преобразованием в цифровой эквивалент – код напряжения N_u . Постоянное напряжение, как и постоянный ток, может быть также измерено с помощью магниторезисторов, элементов Холла и магнитодиодов, обеспечивающих гальваническую развязку.

ГЛАВА 2

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ И СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ СТАНКОВ С ЧПУ

2.1. КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ СТАНКОВ

Нелинейности, значительно влияющие на точностные и динамические характеристики цифровых электроприводов станков с ЧПУ, можно разделить на три основные группы:

нелинейности, связанные с исполнительным механизмом (зазоры, трение в механических элементах);

нелинейности при управлении электромагнитными процессами в электроприводе (нелинейности звена тиристорный преобразователь–двигатель при раздельном управлении, нелинейная зависимость момента от силы тока якоря и силы тока возбуждения при управлении потоком);

нелинейности, связанные с цифровым представлением информации в микропроцессорных электроприводах (нелинейности квантования по уровню при аналого-цифровом и цифроаналоговом преобразовании сигналов и ограничения координат, определяемые ограничением разрядной сетки МПС).

Применение микропроцессорного управления предоставляет большие возможности для программной компенсации влияния многих нелинейностей на качественные показатели электропривода. Следует отметить существенные преимущества компенсации нелинейностей электроприводов программными сред-

ствами, заключающиеся в сравнительной простоте реализации и стабильности компенсирующей нелинейности. Основные результаты, полученные при компенсации нелинейностей электроприводов, используют методы теории нелинейных систем [11, 24, 77], теории управляемых выпрямителей [70, 72, 82], при анализе нелинейностей ИМ станков с ЧПУ [34, 81, 82]. В [28, 30, 81] теоретически и экспериментально показаны возможности компенсации нелинейностей микропроцессорного электропривода программными средствами, а в [7, 10] описано уменьшение влияния нелинейности квантования по уровню на равномерность движения станочного электропривода за счет уменьшения цены дискреты преобразователя перемещения в код.

Нелинейности исполнительного механизма. Металлорежущий станок с ЧПУ представляет собой сложную многомассовую систему, однако при рассмотрении исполнительного механизма вместе с двигателем рекомендуется упрощенное представление этой подсистемы в виде двухмассовой модели или даже модели с жестким объектом. Это объясняется тем, что в общем балансе упругих перемещений деформации приводов подач составляют сравнительно небольшую часть [81].

Основными нелинейностями, связанными с исполнительным механизмом, являются зазор и трение в механизме. Соответствующие им нелинейные звенья изображены на структурной схеме рис. 2.1 для электропривода подачи с жестким объектом. Эта структурная схема достаточно типична для цифро-

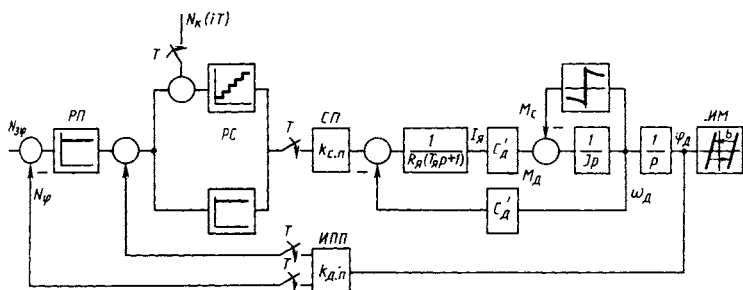


Рис. 2.1. Структурная схема электропривода подачи станка с жестким объектом

вого ЭП оборудования с ЧПУ, она включает цифровые контуры регулирования положения и скорости. Регулятор положения *РП* – пропорциональный, регулятор скорости *РС* – пропорционально-интегральный, статический преобразователь *СП* имеет линейную или линеаризованную характеристику с коэффициентом $k_{с.п}$. Ко входу объекта приложен момент $M_d = C' I_{д.я} - M_c$, являющийся разностью электромагнитного момента двигателя и момента статических сопротивлений, который определяется внешним воздействием (например, силой резания) и трением в *ИМ*. В структурной схеме рис. 2.1 учтена только составляющая момента сопротивлений, определяемая трением в *ИМ*.

Коэффициент передачи от вала двигателя к *ИМ* равен $k_{мх}$. Между двигателем и *ИМ* существует суммарный зазор *b*, который не должен превышать половины поля допуска на суммарную ошибку обработки [34, 81].

Структурная схема рис. 2.1 соответствует полузамкнутым исполнительным устройствам, в которых датчик положения с коэффициентом $k_{д.п}$ соединен с валом двигателя и нелинейность зазора не охвачена обратной связью по положению. В этом случае зазор не оказывает значительного влияния на динамические характеристики электропривода, однако приводит к появлению статической ошибки позиционирования исполнительного механизма. В исполнительных устройствах замкнутого типа датчик положения соединен непосредственно с исполнительным механизмом. При этом зазор в силовой передаче не влияет на статическую ошибку, однако обеспечение заданной динамической точности и производительности накладывает определенные ограничения на характеристики линейной части системы управления [31], она должна удовлетворять требованиям аperiодического подхода к точке позиционирования.

Принцип компенсации зазора рассмотрим на примере полузамкнутой структуры. Зазор в полузамкнутой структуре считается предварительно измеренным и компенсация осуществляется в соответствии с выражениями:

$$N_{з\varphi} = N_{з\varphi}^0 + N_b \quad \text{при } N_{\omega} > 0;$$

$$N_{з\varphi} = N_{з\varphi}^0 - N_b \quad \text{при } N_{\omega} < 0,$$

где $N_{з\varphi}^0$ — код заданного перемещения без учета зазора;
 N_b — код, являющийся цифровым эквивалентом предварительно измеренного зазора.

Трение в **ИМ**, с одной стороны, приводит к появлению дополнительной моментной ошибки [34], а с другой стороны, оказывает дополнительное демпфирующее действие, особенно существенное в электроприводах тяжелых станков [81], где собственная частота колебаний исполнительного механизма может быть достаточно близка к резонансной частоте контура положения электропривода. Ввиду этого направляющие станков проектируются таким образом, чтобы обеспечить вполне определенную силу трения без резания [81], которая обеспечила бы требуемое демпфирование в исполнительном механизме.

Дополнительная ошибка, возникающая из-за наличия нелинейности силы трения без резания, может быть значительно уменьшена благодаря использованию программной компенсации этой нелинейности. При этом следует иметь в виду, что в отличие от чисто параметрических нелинейностей, которые могут быть представлены математическими зависимостями, для компенсации силы или момента статических сопротивлений требуется измерение момента при реверсе, когда проявляются нелинейные свойства привода, нагруженного этим моментом.

Нелинейность трения в **ИМ** в наибольшей степени сказывается при реверсе сигнала задания с малой скоростью. Такой режим имеет место при воспроизведении гармонических сигналов задания, имеющих низкую частоту или малую амплитуду. С учетом нелинейности трения на вход объекта воздействует сигнал

$$M = M_d - |M_c| \operatorname{sgn}(\omega_d). \quad (2.1)$$

Если привод обрабатывает гармоническое воздействие ни-

зкой частоты, то при $|M_d| \leq |M_c|$ изменение выходной величины φ_d прекращается. Сила тока якоря $I_{\text{я}}$ и момент M_d в этом режиме определяются интегральной составляющей на выходе регулятора скорости, так как ошибка по скорости и пропорциональная составляющая регулятора скорости в линейном режиме, предшествующем входу в зону застоя, определяемую трением в *ИМ*, малы по величине. Время застоя зависит от M_c , скорости изменения задания, коэффициента при интегральной составляющей регулятора скорости и при неблагоприятных условиях может достигать нескольких секунд [81], что приводит к появлению заметной контурной погрешности. Для компенсации вредного эффекта трения в *ИМ* на время прохождения зоны застоя к выходу интегрирующего звена регулятора прикладывается компенсирующее воздействие N_k , обеспечивающее быстрое прохождение зоны застоя.

Время прохождения зоны застоя

$$t_3 = N_{20} / N_k (\bar{u}), \quad (2.2)$$

где N_{20} — выходная величина интегрирующего звена в регуляторе в момент прекращения движения.

Используя это выражение, всегда можно обеспечить величину t_3 , при которой контурная погрешность не превысит допустимого значения.

Нелинейность звена преобразователь—двигатель. В приводах постоянного тока станков с ЧПУ используют транзисторные широтно-импульсные преобразователи (ШИП) и тиристорные преобразователи (ТП) с совместным и раздельным управлением группами [70]. Статические характеристики звена ШИП—двигатель (ШИП—Д), если не учитывать ограничение напряжения преобразователя и тока двигателя, практически линейны, тогда как статические характеристики звена ТП—Д существенно нелинейны. В наибольшей степени эта нелинейность звена ТП—Д сказывается при раздельном управлении группами тиристорov. Нелинейность звена ТП—Д определяется арксинусоидальной зависимостью напряжения ТП от угла управления ϑ в режиме непрерывного тока (РНТ) и нелинейной

зависимостью тока якорной цепи от угла управления ϑ и ЭДС двигателя ϵ в режиме прерывистого тока (РПТ). Процессы в звене ТП-Д изображены на временных диаграммах рис. 2.2, *а* (режим РПТ) и 2.2, *б* (режим РНТ) без учета угла коммутации при постоянных значениях угла управления ϑ , линейно зависящего от кода управления N_y на входе цифровой системы импульсно-фазового управления (СИФУ).

Временные диаграммы построены для многоканальной цифровой СИФУ с вертикальным управлением. Угол управления ϑ отсчитывается от начала синусоиды питающего напряжения и связан с углом управления α , отсчитываемым от точки естественного отпирания, соотношением

$$\vartheta = \pi/2 - \pi/m + \alpha, \text{ где } m - \text{число фаз ТП.}$$

Среднее значение силы тока (в относительных единицах) преобразователя определяют по следующим выражениям [30, 70]:

в РПТ

$$i_d = \frac{m}{2\pi} [\cos\vartheta - \cos(\vartheta + \lambda_0) - \lambda_0 \epsilon], \quad (2.3)$$

где $i_d = I/I_\delta$; λ_0 — угловая длительность импульса тока; $\epsilon = E/E_m$ — относительное значение ЭДС двигателя; E_m — амплитуда питающего напряжения; $I_\delta = E_m/R_\alpha$; здесь R_α — сопротивление цепи якоря;

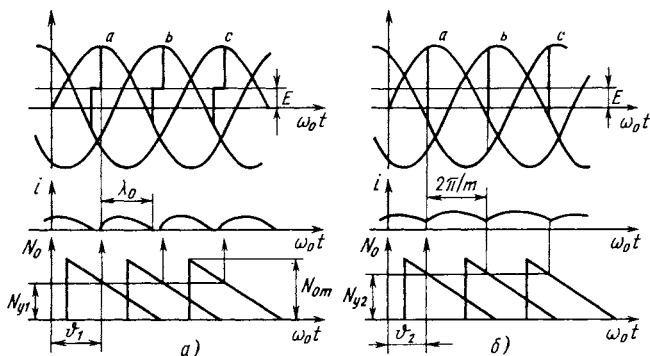


Рис. 2.2. Процессы в звене тиристорный преобразователь—двигатель

в РНТ

$$i_d = k_{dc} [k_m \sin(\vartheta + \pi/m) - \epsilon], \quad (2.4)$$

где $k_{dc} = \frac{1}{1 + \frac{m\omega_0 T_\phi}{2\pi}}$ – коэффициент, учитывающий коммутационное падение напряжения; здесь ω_0 – угловая частота сети; $T_\phi = L_\phi / R_\phi$ – постоянная времени фазы; L_ϕ – индуктивность фазы ТП;

$$k_m = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Уравнения (2.3), (2.4) существенно нелинейны, причем ток i_d является функцией двух независимых переменных ϑ и ϵ . Угловая длительность тока λ_0 в (2.3) связана с этими переменными трансцендентным уравнением [70]

$$\begin{aligned} & \cos\theta [\sin(\vartheta + \lambda_0 - \theta) - \sin(\vartheta - \theta)D] + \\ & + \epsilon(D - 1) = 0, \end{aligned} \quad (2.5)$$

где $\theta = \arctg L_\phi / R_\phi$ – угол нагрузки;

$$D = \exp(-\lambda_0 \operatorname{ctg}\theta).$$

Наиболее простым способом компенсации нелинейности является последовательное включение обратной нелинейности [11, 24, 30], называемое также прямой компенсацией. Однако применение компенсации с использованием обратной нелинейности целесообразно при малой чувствительности нелинейности звена ТП–Д к изменению параметров в ходе эксплуатации. Остановимся на этом вопросе подробнее.

Основным параметром, изменяющимся в ходе эксплуатации из-за нагрева, является сопротивление R_ϕ цепи якоря звена ТП–Д. Его изменение влияет на значения базового тока, коэффициента передачи по углу ϑ и граничного тока звена ТП–Д. Граничному току i_r соответствует значение $\lambda_0 = 2\pi/m$ в РПТ. Подставляя это значение в (2.5) и используя (2.4),

получаем систему уравнений для определения граничного тока

$$\begin{aligned} i_r &= k_{dc} [k_m \sin(\vartheta_r + \pi/m) - \epsilon]; \\ \cos\theta [\sin(\vartheta_r + 2\pi/m - \theta) - \sin(\vartheta - \theta) D_r] + \\ &+ \epsilon(D_r - 1) = 0, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $D_r = \exp(-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg}\theta)$.

Дифференцируя (2.4) по ϑ , получаем коэффициент передачи в РНТ

$$k_{i\vartheta} = \frac{\partial i_d}{\partial \vartheta} = k_{dc} k_m \cos(\vartheta + \pi/m). \quad (2.7)$$

Для определения этого коэффициента в РПТ используем выражение для i_d , содержащее явную зависимость от θ [30]:

$$\begin{aligned} i_d = F_{dc}(\vartheta, \epsilon) &= \frac{m}{2\pi} \left\{ \cos\theta [\cos(\vartheta - \theta) - \right. \\ &- \cos(\vartheta + \lambda_0 - \theta)] + \sin\theta \sin(\vartheta - \theta)(D - 1) - \\ &\left. - [\lambda_0 + \operatorname{tg}\theta(D - 1)]\epsilon \right\}, \end{aligned} \quad (2.8)$$

дифференцируя которое по ϑ и учитывая (2.5), получаем

$$k_{i\vartheta} = \frac{m}{2\pi} (D - 1)(\sin\vartheta - \epsilon). \quad (2.9)$$

Коэффициенты $k_{i\vartheta}$ в уравнениях (2.7), (2.9) являются относительными коэффициентами передачи по току. Абсолютный коэффициент передачи ТП по току обратно пропорционален изменению $R_{я}$. Так как изменение k_{dc} противоположно изменению $R_{я}$, то в РПТ коммутационное падение напряжения в несколько раз уменьшает эффект изменения $R_{я}$, а само изменение $R_{я}$ не изменяет, как видно из (2.4), (2.7), характера нелинейности.

Изменение $R_{\text{я}}$ в РПТ влияет на величину $\text{tg}\theta$, т.е. на параметры нелинейности и значение граничного тока. Определим такую форму представления характеристик звена ТП-Д, при котором характеристики нелинейности были бы универсальными, а изменение угла ϑ учитывалось отдельным множителем. Возможность этого подтверждают универсальные характеристики [70] звена ТП-Д при $\text{tg}\theta \rightarrow \infty$, которые, однако, не всегда целесообразно использовать в системах управления ЭП станков с ЧПУ, где значения параметра нагрузки достаточно малы.

Используя (2.8), получим выражение для абсолютного значения силы тока якоря

$$I_{\text{я}} = I_{\text{б1}} i_{\text{д0}}(\vartheta, \epsilon), \quad (2.10)$$

где

$$I_{\text{б1}} = \frac{m}{2\pi} \frac{E_m}{R_{\text{я}}} \cos\theta = \frac{m}{2\pi} I_{\text{б}} \cos\theta.$$

Нормированная зависимость

$$\begin{aligned} i_{\text{д0}} = & \cos(\vartheta - \theta) - \cos(\vartheta + \lambda_0 - \theta) + \\ & + \text{tg}\theta \sin(\vartheta - \theta)(D - 1) - \epsilon[\lambda_0 + \\ & + (D - 1)\text{tg}\theta]/\cos\theta. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Относительный коэффициент передачи нормированной зависимости (2.11) определяют с учетом (2.5) выражением

$$k_{i_{\text{д0}}} = (D - 1)(\sin\vartheta - \epsilon)/\cos\theta. \quad (2.12)$$

Зависимость граничного тока $i_{\text{г0}}$ от $\text{tg}\theta$, получаемая из (2.11) при $\lambda_0 = 2\pi/m$, и зависимость (2.12) от $\text{tg}\theta$ исследовались на ЭВМ. Результаты исследований, приведенные на рис. 2.3, показывают, что при изменении угла нагрузки в пределах $2 < \text{tg}\theta < 5$ (для приводов подач с двигателями серии ПБВ среднее значение $\text{tg}\theta_{\text{ср}} = 3$) нормированное значение граничного тока $i_{\text{г0}}$ изменяется в пределах $0,34 \pm$

$\pm 0,02$, а нормированное значение коэффициента $k_{i\vartheta}^0$ — в пределах $0,7 \pm 0,05$.

Таким образом, нормированная нелинейность звена ТП-Д мало чувствительна к изменению угла нагрузки в широких пределах и реализация обратной нелинейности в МПС обеспечит стабильность компенсации.

Пусть требуется получить статическую характеристику звена ТП-Д в виде

$$I_{\text{я}} = k_i N_y, \quad (2.13)$$

где k_i — коэффициент передачи по току звена с компенсированной нелинейностью; N_y — код на входе цифровой СИФУ.

Из уравнения (2.13) видно, что одновременно с компенсацией нелинейности выполняется компенсация ЭДС двигателя. Такой подход аналогичен компенсации, предложенной в [70] для аналоговых приводов, однако возможности МПС позволяют обеспечить компенсацию нелинейности как в РПТ, так и в РНТ, гарантируют большую точность и стабильность характеристик звена компенсации, облегчают его настройку.

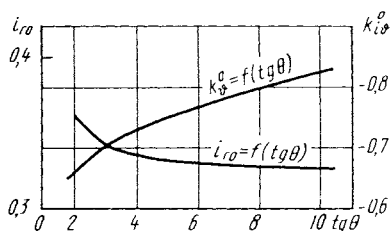
В качестве обратной нелинейности для объекта с характеристиками вида (2.11) будем использовать звено с характеристикой

$$N_{\vartheta} = F_{dc}^{-1}(N_y, N_{\epsilon}), \quad (2.14)$$

где $N_{\vartheta} = \vartheta/k_{\vartheta}$ — код угла управления; $N_y = i_a/k'_i$ — код на входе цифровой СИФУ; $N_{\epsilon} = \epsilon/k_{\epsilon}$ — код ЭДС двигателя; k_{ϑ} , k'_i , k_{ϵ} — масштабные коэффициенты.

В работе [70] показано, что для выполнения условия

Рис. 2.3. Зависимость нормированных значений граничного тока и коэффициента передачи от изменения угла нагрузки



(2.13) каждой характеристике вида $i_d = F_{dc}(\vartheta, \epsilon)$ при $\epsilon = \text{const}$ должна соответствовать характеристика

$$N_{\vartheta} = F_{dc}^{-1}(i_d/k'_i, \epsilon/k_{\epsilon}).$$

Сложный характер нелинейности (2.8) диктует необходимость компенсации с применением таблично-аппроксимационных методов. Для получения точек таблицы желательно вычислить характеристики компенсирующей нелинейности (2.14) или изоморфной ее нелинейности $\vartheta = F_{dc}^{-1}(i_d, \epsilon)$ с постоянным шагом по i_d и по ϵ . Характеристики нелинейности, обеспечивающей двумерную компенсацию в функции параметров i_d и ϵ , приведены на рис. 2.4. Для вычисления кода угла N_{ϑ} , пропорционального переменной ϑ , таблично-аппроксимационным методом необходимо по значению кода управления N_y , пропорционального задаваемому значению силы тока i_d и кода N_{ϵ} , пропорционального ЭДС ϵ , вычислить табличное значение N_{ϑ} и определить поправки одним из методов аппроксимации. Необходимость выборки из двумерной таблицы и последующей линейной или параболической аппроксимации при вычислении поправок существенно усложняет алгоритм компенсации и увеличивает время выполнения соответствующей программы. Рассмотрим алгоритм, позволяющий упростить компенсацию без существенного ущерба для точности. Из (2.4) нетрудно получить выражение для обратной нелинейности в РНТ:

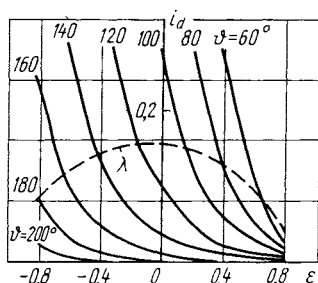


Рис. 2.4. Характеристики обратной нелинейности звена ТП-Д

$$N_{\vartheta} = \frac{1}{k_{\vartheta}} \left[\pi - \pi/m - \arcsin \frac{i_d/k_{dc} + \epsilon}{k_m} \right]. \quad (2.15)$$

Сила тока якоря должна линейно зависеть от кода управления N_y :

$$I_{\text{я}} = k_i N_y = \frac{E_m}{R_{\text{я}}} k'_i N_y.$$

Коэффициент k'_i определяет связь между N_y и относительным значением силы тока i_d , поэтому

$$i_d = k'_i N_y = \frac{N_y}{N_{ym}} i_{dm}, \quad (2.16)$$

где i_{dm} , N_{ym} — максимальные значения соответственно относительной силы тока и кода управления.

Значение i_{dm} определяется подстановкой ϑ_{\min} в (2.4), в результате чего получаем

$$i_{dm} = k_{dc} [k_m \sin(\vartheta_{\min} + \pi/m) - \epsilon]. \quad (2.17)$$

Значение ϑ_{\min} зависит от типа СИФУ, но обычно $\vartheta_{\min} = \pi/2 - \pi/m$, что соответствует углу естественного отпирания. Тогда значение i_{dm} определяем, подставляя $\epsilon = 0$ в уравнение (2.17):

$$i_{dm} = k_{dc} k_m. \quad (2.18)$$

Значение N_{ym} целесообразно ограничить разрядной сеткой МПС. Будем задавать весь диапазон изменений N_y словом 16-разрядной МПС без учета знакового разряда, тогда $N_{ym} = 2^{15} - 1$.

Подставляя (2.18) в выражение (2.16), получаем

$$i_d = k_{dc} k_m N_y / N_{ym}. \quad (2.19)$$

Определим максимальное значение кода управления N_{yt}

соответствующее ограничению тока на уровне, определяемом перегрузочной способностью двигателя по току. Допустимое значение относительной силы тока

$$i_{dl} = k_{я} I_{я.н} R_{я} / E_m,$$

где $k_{я}$ — допустимый коэффициент перегрузки по току;

$I_{я.н}$ — номинальный ток двигателя.

Учитывая уравнение (2.19), получаем

$$N_{yl} = \frac{i_{dl}}{k_{dc} k_m} N_{ym}.$$

Практически всегда $N_{yl} \leq N_{ym}$, и упреждающее ограничение тока осуществляется ограничением кода управления N_y на уровне N_{yl} в пределах одного машинного слова.

Так как между значением относительной ЭДС ϵ и кодом N_{ϵ} существует соотношение $\epsilon = k_{\epsilon} N_{\epsilon}$, а максимальное значение ЭДС $\epsilon_m = k_m$, то

$$\epsilon = k_m N_{\epsilon} / N_{\epsilon m}. \quad (2.20)$$

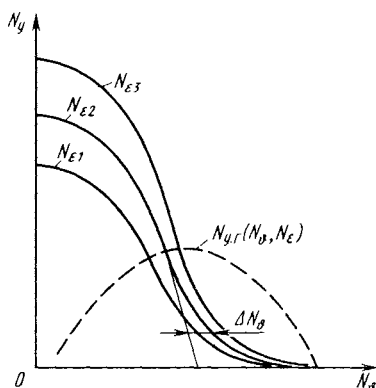
Подставляя (2.19), (2.20) в выражение (2.15) и полагая $N_{ym} = N_{\epsilon m} = N_m$, получаем код угла в РНТ

$$N_{\vartheta} = \frac{1}{k_{\vartheta}} \left[\pi - \pi/m - \arcsin \left| \frac{N_y + N_{\epsilon}}{N_m} \right| \right]. \quad (2.21)$$

Отсюда следует, что код угла в РНТ является нелинейной функцией суммы двух переменных N_y и N_{ϵ} , которая вычисляется значительно проще, чем обычная функция двух переменных. Вычисление уравнения (2.21) легче выполнить, используя прямую зависимость $N_{\vartheta} = F_{dc}(N_y, N_{\epsilon})$, которая получается из (2.4), (2.8) изменением масштабов в соответствии с уравнением (2.14).

На рис. 2.5 построены зависимости $N_{\vartheta} = F_{dc}(N_y, N_{\epsilon})$ и

Рис. 2.5. Характеристики компенсирующей нелинейности $N_{\nu} = F_{dc}(N_y, N_{\epsilon})$ в РНТ и РПТ



зависимость кода граничного тока $N_{y,r}(\epsilon)$, полученные с использованием (2.6). При табличной компенсации нелинейности, приведенной на рис. 2.5 в РНТ, когда $N_y \geq N_{y,r}(\epsilon)$, значение кода угла вычисляется по формуле (2.21) как нелинейная функция суммы N_y и N_{ϵ} , а в РПТ при $N_y < N_{y,r}(\epsilon)$ дополнительно вычисляется поправка ΔN_{θ} . На этой стадии необходимо использовать нормированную зависимость (2.11). Алгоритмы вычисления кода угла N_{θ} в РНТ и РПТ, обеспечивающие компенсацию нелинейности, рассмотрены в гл. 5.

Структурная схема системы управления контуром скорости ЦЭП постоянного тока с прямой компенсацией нелинейности звена ТП-Д приведена на рис. 2.6. В нее входят цифровые регуляторы тока и скорости с передаточными функциями $W_{p,t}(z)$ и $W_{p,c}(z)$, преобразователи аналоговых величин тока $I_{я}$ и скорости ω_d в цифровую форму, представленные коэффициентами $k_{д,t}$ и $k_{д,c}$, и звено формирователя тока с передаточной функцией $W_{\phi}(p)$. К звену формирователя тока отнесены нелинейность звена ТП-Д $F_{dc}(\vartheta, \epsilon)$ и компенсирующая

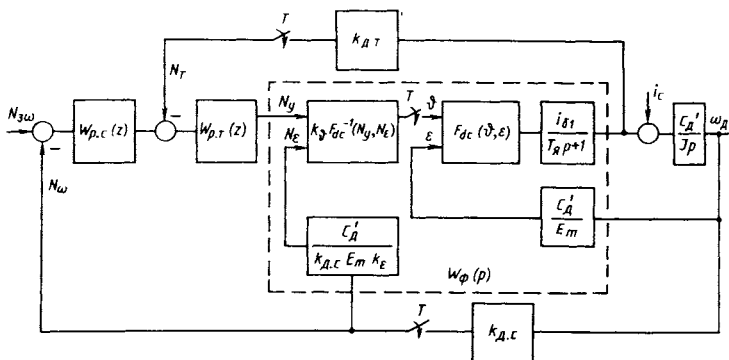


Рис. 2.6. Структурная схема контура скорости ЦЭП постоянного тока с прямой компенсацией нелинейности

щая нелинейность $F_{dc}^{-1}(N_y, N_\epsilon)$. Описание электромагнитных процессов в звене преобразователь-двигатель эквивалентным звеном формирователя тока, в котором осуществлена компенсация связи по ЭДС двигателя, позволяет использовать эту общую структурную схему при анализе приводов постоянного тока с различными типами звеньев преобразователь-двигатель. При изменении типа звена или режима тока изменяется только вид передаточной функции звена формирователя тока $W_\Phi(p)$, а остальные звенья структурной схемы остаются неизменными.

2.2. ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ НЕИЗМЕНЯЕМОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Применение микропроцессорных средств для управления электроприводами связано с новыми подходами к математическому описанию неизменяемой части электропривода. Необходимость такого подхода определяется цифровой формой представления информации о состоянии координат электропривода, что приводит к квантованию сигналов по уровню и по времени. В [78] рассмотрены динамические модели ЦЭП станков с учетом влияния квантования по уровню и по времени на добротность, контура положения и равномерность движения

при глубоком регулировании скорости. В [72] рассмотрены импульсные модели тиристорного микропроцессорного электропривода. Ниже описаны динамические модели неизменяемой части тиристорного и транзисторного ЭП с учетом эквивалентного запаздывания, обусловленного дискретностью измерения и выдачи сигналов управления, чистым запаздыванием СИФУ.

Активная компенсация нелинейностей электропривода как объекта управления позволяет считать, что поведение системы управления ЭП адекватно описывается линейной моделью во всем диапазоне изменения переменных и существенной нелинейностью остается ограничение переменных, определяемое естественными ограничениями координат объекта и конечностью представления их цифровых значений в микропроцессорной системе. Линейная модель системы управления ЭП состоит из непрерывной части, описываемой системой обыкновенных дифференциальных уравнений, и цифровых регуляторов, описываемых разностными уравнениями. Единое представление этих частей линейной модели может быть получено с помощью модифицированного z -преобразования [25, 33] и связанного с ним билинейного преобразования [12, 33]. Предполагается, что читатель знаком с этими преобразованиями, основы которых изложены в [12].

Рассмотрим важное в данном случае модифицированное z -преобразование сигнала с запаздыванием. Как известно, модифицированное z -преобразование непрерывного сигнала $g(t)$

$$Z_{\sigma} \left\{ g(t) \right\} = L \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} g(t) \delta(t - kT - \sigma T) \right\}, \quad (2.22)$$

где Z_{σ} — модифицированное z -преобразование; L — символ преобразования Лапласа;

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0; \\ 0 & \text{при } t \neq 0; \end{cases}$$

k — целое число; $0 \leq \sigma < 1$ — смещение, равное нулю в моменты квантования kT .

Из рис. 2.7, а следует, что

$$g(t - \gamma T)\sigma(t - kT) = g(t)\sigma[t - (k - 1 + \gamma)T],$$

где γ — относительная величина запаздывания, т.е. значения запаздывающего сигнала в моменты квантования kT равны значениям сигнала $g(t)$ в моменты времени $(k - 1 + \gamma)T$. Очевидно, что

$$Z_{\sigma} \left\{ g(t - \gamma T) \right\}_{\sigma=0} = z^{-1} Z_{\sigma} \left\{ g(t) \right\}_{\sigma=1-\gamma}.$$

При произвольном значении σ справедливо следующее выражение для модифицированного z -преобразования сигнала с запаздыванием

$$Z_{\sigma} \left\{ g(t - \gamma T) \right\} = \begin{cases} z^{-1} G(z, 1 + \sigma - \gamma) & \text{при } 0 \leq \sigma < \gamma; \\ G(z, \sigma - \gamma) & \text{при } \sigma \geq \gamma; \\ G(z, 1 - \gamma) & \text{при } \sigma \rightarrow 1. \end{cases}$$

Практический интерес для нас представляет именно случай $\sigma \rightarrow 1$, так как он соответствует началу смещенного импульса тока (рис. 2.7, б), которым будем характеризовать формирователь тока в неизменяемой части звена преобразователь-двигатель. Передаточная функция такого формирователя

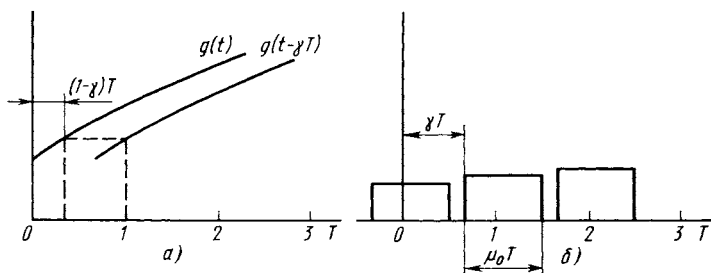


Рис. 2.7. К получению модифицированного z -преобразования сигнала с запаздыванием

$$W_{\phi}(p) = k_i e^{-p\gamma T} \frac{1 - e^{-p\mu_0 T}}{p}, \quad (2.23)$$

где k_i — коэффициент передачи формирователя по току; μ_0 — относительная длительность импульса тока.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением динамических моделей неизменяемой части цифровых электроприводов, в которых для измерения переменных состояния используются интегрирующие АЦП [52] с передаточной функцией

$$W_A(p) = \frac{k_A}{T_n p} \frac{1 - e^{-pT_n}}{p},$$

где k_A , T_n – коэффициент передачи датчика совместно с АЦП и постоянная времени измерения, причем T_n полагаем равной периоду квантования в цепи измерения.

Структурная схема неизменяемой части цифрового привода с жестким объектом приведена на рис. 2.8. Нелинейности звена преобразователь-двигатель и обратная связь по ЭДС компенсированы. Периоды $T_{н.т.}$, $T_{н.с.}$, $T_{н.п.}$ преобразования в код аналоговых сигналов соответственно тока, скорости и положения в общем случае могут быть не равными. Вид пере-

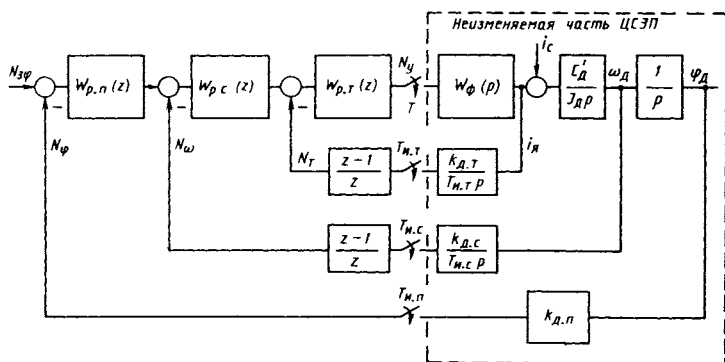


Рис. 2.8. Структурная схема цифрового электропривода с жестким объектом

даточнои функции формирования $W_{\phi}(p)$ зависит от типа преобразователя и режима его работы и подробно проанализирован ниже. Целью изложенного ниже является получение дискретных передаточных функций (ДПФ) неизменяемой части и ее дискретных частотных характеристик (ДЧХ) в области псевдочастоты λ , связанной с переменной z и физической частотой ω следующими соотношениями [12]:

$$z = \frac{1 + j\lambda T/2}{1 - j\lambda T/2};$$

$$\lambda = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2},$$
(2.24)

где T — период квантования.

Рассмотрим теперь динамические модели неизменяемой части для основных вариантов звена преобразователь — двигатель.

Звено тиристорный преобразователь—двигатель. В фундаментальных трудах проф. А. Д. Поздеева и его учеников разработаны динамические модели звена ТП–Д в аналоговых электроприводах. Опираясь на идеи, сформулированные в этих работах, получим динамические модели звена ТП–Д с цифровой СИФУ, использующей вертикальный принцип управления. Процессы, происходящие в звене ТП–Д с цифровой СИФУ, изображены на рис. 2.9, *а* для режима прерывистого тока (РПТ) и на рис. 2.9, *б* для режима непрерывного тока (РНТ). Для простоты изложения рассмотрим одноканальную СИФУ с линейной разверткой опорного кода N_0 , максимальное значение которого равно N_m .

Начало развертки опорного кода смещено на время τ_0 относительно начала расчета программы регуляторов, которая запускается сигналом прерывания, синхронизированным с нулями синусоид питающего напряжения, т.е. период квантования $T = 2\pi/(m\omega_0)$, где m — число фаз; ω_0 — круговая частота сети. Изменение сигнала управления в цифровой системе на величину ΔN_y является следствием изменения кодов зада-

ния или обратной связи, которое фиксируется в моменты начала расчета программы регулирования. Изменение ΔN_y запаздывает относительно этого момента на время расчета τ_p , а фактическая реакция в виде изменения импульса тока еще и на время, зависящее от величины сигнала N_y . При фиксированных N_y и ΔN_y реакция в виде приращения импульса тока Δi_ϕ (рис. 2.9, а) может появиться в зависимости от времени расчета программы в текущем цикле расчета (при $\tau_p = \tau_{p1}$) или в следующем цикле (при $\tau_p = \tau_{p2}$). Нетрудно определить, что запаздывание импульсов тока относительно начала программы, т.е. изменения переменных, вызывающих эти импульсы, определяется выражением

$$\tau_3 = \begin{cases} \tau_y + \tau_0 & \text{при } \tau_p - \tau_0 \leq \tau_y; \\ T + \tau_y + \tau_0 & \text{при } \tau_p - \tau_0 > \tau_y, \end{cases}$$

где $\tau_y = (1 - N_y/N_{0m})$.

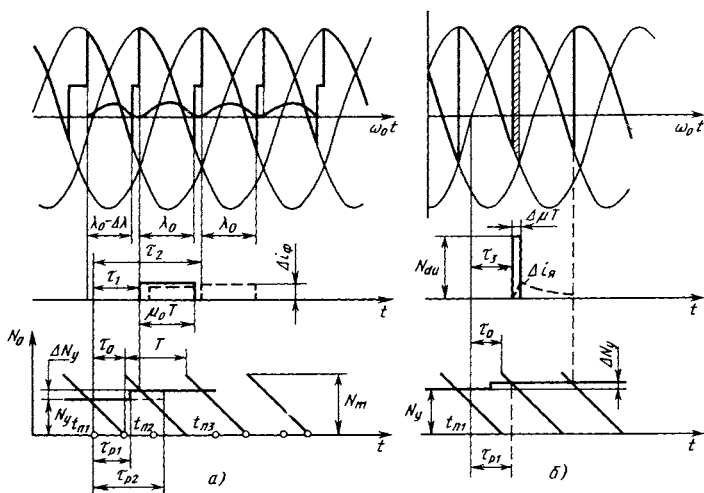


Рис. 2.9. Процессы в звене ТП-Д с цифровой СИФУ

Таким образом, чистое запаздывание τ_y зависит от N_y и лежит в пределах

$$\tau_y + \tau_0 \leq \tau_z < T + \tau_y + \tau_0. \quad (2.25)$$

Более детальный анализ показывает, что соотношение (2.25) справедливо также для многоканальных СИФУ. Итак, чистое запаздывание, определяемое цифровой СИФУ, может превышать один период квантования. Выделим в выражении для τ_z целую и дробную часть, используя обозначения:

$$\tau_z = (l + \gamma)T, \quad (2.26)$$

где $l \in (0,1)$; γ — относительное значение дробной части запаздывания.

Рассмотренные соотношения для τ_z справедливы как в РПТ, так и в РНТ, однако характеристики формирователей тока в этих режимах различны.

В РПТ при изменении управления на ΔN_y (учитывая компенсацию статической нелинейности, среднее значение силы тока изменяется на $\Delta i_d = k'_i \Delta N_y$) одновременно изменяется и длительность импульса тока на величину $\Delta \lambda$, но этим изменением, как показано в [70], можно пренебречь. Учитывая, что влияние фактора пульсаций на динамику контура тока при цифровом управлении незначительно даже при $T_{н.т} < T$, заменим истинную форму импульса тока прямоугольным импульсом равной площади и длительности $\lambda = \mu_0 \omega_0 T$. Амплитуда этого импульса $\Delta i_\phi = \Delta i_d / \mu_0$, а передаточная функция формирователя в РПТ с учетом выражений (2.23), (2.26) имеет вид

$$\begin{aligned} W_\phi(p) &= \frac{I_\phi \Delta i_\phi(p)}{\Delta N_y(p)} = \\ &= \frac{k_i}{\mu_0} e^{-p(l+\gamma)T} \frac{1 - e^{-p\mu_0 T}}{p}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

В РНТ импульс тока формируется при воздействии модулированного по длительности импульса напряжения амплитудной $u_{дн}$ и длительностью $\Delta\mu\omega_0 T$ на апериодическое звено с постоянной $T_{я}$. Заменяя этот импульс модулированным по амплитуде импульсом Δu_d с постоянной длительностью $\mu_{\phi}\omega_0 T$, получаем из условия равенства площадей

$$\Delta u_d \mu_{\phi} \omega_0 T = u_{дн} \Delta\mu\omega_0 T.$$

Учитывая, что в относительных единицах $\Delta u_d = \Delta i_d$, и используя уравнение (2.27), получаем для передаточной функции формирователя тока в РНТ

$$W_{\phi}(p) = \frac{k_i}{\mu_{\phi}} e^{-p(l+\gamma)T} \frac{1 - e^{-p\mu_{\phi}T}}{p(T_{я}p + 1)}. \quad (2.28)$$

Звено широтно-импульсный преобразователь-двигатель (ШИП-Д). Учитывая, что период выходного напряжения $T_{в}$, определяемый частотой переключения ключевых элементов ШИП, значительно меньше периода квантования по времени регулируемых переменных, можно считать [79], что формирователь тока состоит из экстраполятора нулевого порядка и последовательно включенного апериодического звена с постоянной $T_{я}$. Запоздыванием, обусловленным преобразованием кода во временной интервал, можно пренебречь, и чистое запоздывание определяется для этого случая только временем расчета программы регуляторов, причем $\gamma = \tau_p / T < 1$. Передаточная функция формирователя тока для звена ШИП-Д

$$W_{\phi}(p) = k_i e^{-p\gamma T} \frac{1 - e^{-pT}}{p(T_{я}p + 1)} \quad (2.29)$$

получается из выражения (2.28) при $l = 0$, $\mu_{\phi} = 1$.

Сравнивая выражения (2.27), (2.28), (2.29), нетрудно заметить, что передаточные функции формирователей могут быть записаны в общем виде:

$$W_{\phi}(p) = \frac{k_i}{\mu} e^{-p(l+\gamma)T} \frac{1 - e^{-p\mu T}}{p(T_0 p + 1)}. \quad (2.30)$$

Значение μ и T_0 в выражении (2.30) определяется типом преобразователя и режимом тока.

Если принять периоды измерения $T_{н.т.}$, $T_{н.с.}$, $T_{н.п.}$ равными периоду квантования T , то, учитывая уравнения (2.23), (2.30), передаточная функция неизменяемой части контура с формирователем тока имеет вид

$$W_n(p) = \frac{z-1}{z} e^{-p(l+\gamma)T} \frac{k_i k_A}{\mu} \times \\ \times \frac{1 - e^{-p\mu T}}{T p^2 (T_0 p + 1)} W_{н.к}(p), \quad (2.31)$$

где $W_{н.к}(p)$ — передаточная функция непрерывных звеньев контура.

Дискретные передаточные функции неизменяемой части привода. На основании выражения (2.31) и модифицированного z -преобразования для запаздывающего сигнала получим ДПФ неизменяемой части контуров привода

$$W_n(z, \sigma) = \frac{k_n}{\mu T} e^{-pT} \frac{z-1}{z} \times \\ \times [P(z, \sigma_1) - P(z, \sigma_2)], \quad (2.32)$$

$$\text{где } k_n = k_i k_A; P(z, \sigma) = Z_{\sigma} \left[\frac{\exp(-p\sigma T) W_{н.к}(p)}{p^2 (T_0 p + 1)} \right].$$

Приняв $\sigma_1 = 1 - \gamma$, $\sigma_2 = 1 - \gamma - \mu$, получаем ДПФ для моментов квантования, соответствующих началу программы регулирования, т.е. опросу формирователей кодов. Как известно, именно эти ДПФ определяют устойчивость контура и характеристики цифрового регулятора. Перед выполнением преобразований, определяемых выражением (2.32), следует

подставить в это выражение значения μ и T_0 , соответствующие исследуемому случаю и определяемые из уравнений (2.28), (2.29), (2.30). В табл. 2.1 приведены ДПФ неизменяемой части $W_n(z, \gamma, \mu)$ для контуров тока, скорости и положения (см. рис. 2.8), определенные по формуле (2.32). Рассмотрим пример получения ДПФ для неизменяемой части контура скорости в РПТ. Передаточная функция неизменяемой части контура в соответствии с выражениями (2.28), (2.31) и рис. 2.8 равна

$$W_{н.с.}(p) = \frac{k_{i \text{ д.с.}}}{\mu_0} e^{-p(l+\gamma)T} \frac{z-1}{z} \frac{1-e^{-p\mu_0 T}}{p} \frac{C'_d}{J_d p}.$$

Считая, что $k_{н.с.} = k_{i \text{ д.с.}} C'_d / J_d$, и применяя к $W_{н.с.}(p)$ модифицированное z -преобразование, получаем в соответствии с формулой (2.32)

$$W_{н.с.}(p) = \frac{k_{н.с.}}{\mu_0 T} \frac{z-1}{z^{l+1}} \times \\ \times [P(z, 1-\gamma) - P(z, 1-\gamma-\mu)], \quad (2.33)$$

причем в данном случае $T_0 = 0$, поэтому

$$P(z, \sigma) = Z_\sigma \left[\frac{e^{-p\sigma T}}{p^3} \right] = \frac{T^2}{2} \times \\ \times \left[\frac{\sigma^2}{z(z-1)} + \frac{2\sigma+1}{z(z-1)^2} + \frac{2}{z(z-1)^3} \right];$$

$\sigma_1 = 1 - \gamma$; $\sigma_2 = 1 - \gamma - \mu_0$. Нетрудно видеть, что разность $P(z, \sigma_1) - P(z, \sigma_2)$ зависит от выполнения условия $\gamma + \mu_0 > 1$. Допустим, что это условие выполняется, тогда с учетом того, что σ всегда меньше единицы,

2.1. Дискретные передаточные функции неизменяемой

Контур	Привод со звеном	
	РПТ	
	$\gamma + \mu_0 < 1$	$\gamma + \mu_0 \geq 1$

Тока	$\frac{k_{н.т}}{z^{l+1}} ;$	$\frac{k_{н.т} (b_1 z + b_0)}{z^{l+2}}$
------	-----------------------------	---

$$k_{н.т} = k k_{л.д.т}$$

$$b_1 = (1 - \gamma) / \mu_0 ;$$

$$b_0 = 1 - b_1$$

Скорости	$\frac{k_{н.с}}{2z^{l+1}} \frac{b_1 z + b_0}{z - 1} ;$	$\frac{k_{н.с}}{2z^{l+2}} \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z - 1} ;$
----------	--	--

$$k_{н.с} = k k_{л.с} \frac{C}{J} ; \quad b_2 = (1 - \gamma)^2 ;$$

$$b_1 = 2(1 - \gamma) - \mu_0 ; \quad b_0 = (\gamma + \mu_0 - 1) ;$$

$$b_0 = 1 - b_1 \quad b_1 = 2 - \gamma^2 - (1 - b_0)^2$$

Положения	$\frac{k_{н.п}}{2z^l} \frac{b_1 z + b_0}{(z - 1)^2} ;$	$\frac{k_{н.п}}{2z^{l+1}} \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{(z - 1)^2}$
-----------	--	--

$$k_{н.п} = k k_{л.п} \frac{C}{J}$$

П р и м е ч а н и е. Коэффициенты b_2, b_1, b_0 для

одинаковы.

ТП-Д	Привод со звеном с ШИП-Д
РНТ	при $T_{\text{я}} > T/2$
$T_{\text{я}} > T/2 \quad \mu_{\Phi} = 0$	

$$\frac{k_{\text{н.т}}}{z^{l+1}} \frac{(b_1 z + b_0)(1-d)}{z-d} ; \quad \frac{k_{\text{н.т}}}{z} \frac{(b_1 z + b_0)(1-d)}{z-d} ;$$

$$b_1 = 1 - \gamma; \quad b_0 = 1 - b_1; \quad b_1 = 1 - \gamma; \quad b_0 = 1 - b_1$$

$$\frac{k_{\text{н.с}} T}{2z^{l+1}} \frac{(b_1 z + b_0)(1-d)}{(z-1)(z-d)} ; \quad \frac{k_{\text{н.с}} T}{2z} \frac{(b_1 z + b_0)(1-d)}{(z-1)(z-d)} ;$$

$$d = \exp(-T/T_{\text{я}})$$

$$d = \exp(-T/T_{\text{я}})$$

$$\frac{k_{\text{н.п}} T}{2z^l} \frac{(b_1 z + b_0)(1-d)}{(z-1)^2(z-d)} \quad \frac{k_{\text{н.п}} T}{2} \frac{(b_1 z + b_0)(1-d)}{(z-1)^2(z-d)}$$

контуров скорости и положения в одном столбце таблицы

$$P(z, \sigma_1) = Z_{\sigma} \left\{ \frac{e^{-p\gamma T}}{p^3} \right\}; \quad (2.34)$$

$$P(z, \sigma_2) = z^{-1} Z_{\sigma} \left\{ \frac{e^{-p(2 - \gamma - \mu_0)T}}{p^3} \right\}.$$

Подставляя $P(z, \sigma_1)$, $P(z, \sigma_2)$ в выражение (2.33) после несложных, но довольно громоздких преобразований, получаем значение ДПФ:

$$W_{\text{н.с.}}(z, \gamma, \mu) = \frac{k_{\text{н.с.}} T}{2z^{l+2}} \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{(z - 1)^2}.$$

Выражения для коэффициентов числителя приведены в табл. 2.1.

Подобным же образом получены выражения для ДПФ в других режимах. Хотя выражения для ДПФ получились простыми и в них учтены основные особенности звена преобразователь—двигатель приводов постоянного тока с достаточно корректными допущениями, их непосредственное использование для синтеза регуляторов ЦЭП не всегда удобно, так как, с одной стороны, иногда этот синтез целесообразней вести в частотной области, а с другой, даже при синтезе во временной области значение дискретных частотных характеристик неизменяемой части позволяет определить минимальный порядок и некоторые другие свойства регулятора.

Дискретные частотные характеристики неизменяемой части. Эти характеристики получаются из ДПФ заменой z в соответствии с выражением (2.24). Наибольшее развитие методы анализа и синтеза цифровых систем с использованием ДЧХ получили в работах [12, 25, 33]. Продемонстрируем получение ДЧХ контура тока в РНТ, используя соответствующую ДПФ и табл. 2.1. Применив для сокращения записи переменную ω , получаем

$$W_{\text{н.т}}(\omega) = \frac{k_{\text{н.т}} (1 - \omega)^{l+1}}{(1 + \omega)^{l+1}} (1 - d) \frac{b_1 \frac{1 + \omega}{1 - \omega} + b_0}{\frac{1 + \omega}{1 - \omega} - d},$$

после преобразований

$$W_{\text{н.т}}(\omega) = \frac{k_{\text{н.т}} (1 - \omega)^{l+1}}{(1 + \omega)^{l+1}} \frac{\omega(b_1 - b_0) + b_1 + b_0}{\frac{1 + d}{1 - d} \omega + 1}.$$

Учитывая, что при $T_{\text{я}} > T/2 (1 + d)/(1 - d) \cong 2T_{\text{я}}/T$ [12], используя выражения для коэффициентов b_1, b_0 из табл. 2.1 и заменяя $\omega = j\lambda T/2$, получаем

$$W_{\text{н.т}}(j\lambda) = \frac{k_{\text{н.т}} [(1 - 2\gamma)j\lambda T/2 + 1]}{T_{\text{я}} j\lambda + 1} \times \\ \times \frac{(1 - j\lambda T/2)^{l+1}}{(1 + j\lambda T/2)^{l+1}}. \quad (2.35)$$

Дискретную частотную характеристику (2.35) удобно представить двумя сомножителями:

$$W_{\text{н.т}}(j\lambda) \cong W_{\text{н.т}}^0(j\lambda) \frac{(1 - j\lambda T/2)^{q_1}}{(1 + j\lambda T/2)^{q_2}}, \quad (2.36)$$

где $q_1 = l + 2\gamma$; $q_2 = l + 1$, причем сомножитель $W_{\text{н.т}}^0(j\lambda) = k_{\text{н.т}}/(T_{\text{я}} j\lambda + 1)$ соответствует частотной характеристике непрерывных звеньев неизменяемой части, а остальные сомножители характеризуют эквивалентное запаздывание.

Практика показала, что использование ДЧХ неизменяемой части в виде выражения (2.36) обеспечивает значительно большую гибкость при синтезе регуляторов и позволяет ясно истолковывать полученные результаты и применяемые допущения, базируясь на привычном инженеру аппарате частотных характеристик. В табл. 2.2 приведены ДЧХ непрерывных звеньев неизменяемой части и значения коэффициентов q_1, q_2

2.2. Дискретные частотные характеристики

Контур	Коэффициенты	Привод со звеном	
		РПТ	
		$\gamma + \mu_0 < 1$	$\gamma + \mu_0 \geq 1$
Тока	$W_{н.т}^0$	$k_{н.т}$	$k_{н.т}$
	q_1	$l+1$	$l+1-2(1-\gamma)/\mu_0$
	q_2	$l+1$	$l+2$
Скорости	$W_{н.с}^0$	$\frac{k_{н.с}}{j\lambda}$	$\frac{k_{н.с}}{j\lambda}$
	q_1	$l+2\gamma+\mu_0$	$l-1+2\gamma+\mu_0$
	q_2	$l+1$	$l+2$
Положения	$W_{н.п}^0$	$\frac{k_{н.п}}{(j\lambda)^2}$	$\frac{k_{н.п}}{(j\lambda)^2}$
	q_1	$l+2\gamma+\mu_0$	$l-1+2\gamma+\mu_0$
	q_2	l	$l+1$

для контуров электропривода, ДПФ которых даны в табл.2.1. Появление астатизма в ДЧХ неизменяемой части контура скорости связано с компенсацией связи по ЭДС двигателя.

ТП-Д	Привод со звеном ШИП-Д при $T_{я} > T/2, \mu = 1$
РНТ	
$T_{я} > T/2$	

$\frac{k_{н.т}}{T_{я} j\lambda + 1}$	$\frac{k_{н.т}}{T_{я} j\lambda + 1}$
$l+2\gamma$	2γ
$l+1$	1

$\frac{k_{н.с}}{j\lambda(T_{я} j\lambda + 1)}$	$\frac{k_{н.с}}{j\lambda(T_{я} j\lambda + 1)}$
$l+1-2\gamma$	$1-2\gamma$
$l+1$	1

$\frac{k_{н.п}}{(j\lambda)^2(T_{я} j\lambda + 1)}$	$\frac{k_{н.п}}{(j\lambda)^2(T_{я} j\lambda + 1)}$
$l+1-2\gamma$	$1-2\gamma$
l	1

2.3. СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Микропроцессорное управление предоставляет большие возможности для программной реализации цифровых регуляторов и наблюдающих устройств высокого порядка. В результате

появляется возможность создания структур регулирования с заданными топологическими свойствами, обеспечивающими независимость настроек регуляторов по управлению и по возмущению. Задачам синтеза регуляторов состояния и регуляторов координат электроприводов в подчиненных структурах посвящено много вышедших в последнее время книг [11, 12, 25, 30]. В [78] описаны методы синтеза цифровых регуляторов станочных электроприводов с использованием частотных характеристик и корневого годографа. В [72] приведены методы синтеза тиристорных электроприводов с компенсацией запаздывания, использующие структурные приемы, рекомендованные в [12]. В [31] предложена методика синтеза параметрически оптимизируемых регуляторов микропроцессорных электроприводов.

Для станочных электроприводов с жестким объектом, т.е. в тех случаях, когда упруговязкими свойствами механизма можно пренебречь, целесообразно использование параметрически оптимизируемых или компенсационных регуляторов последовательного типа. При этом появляется возможность использовать преимущества метода подчиненного регулирования для микропроцессорных регуляторов, особенно при использовании регуляторов компенсационного типа.

Синтез параметрически оптимизируемых регуляторов. Параметрически оптимизируемыми называются регуляторы, число параметров которых не зависит от вида ДПФ или ДЧХ объекта [25]. К ним относятся и применяемые в станочных электроприводах цифровые пропорциональные (П), пропорционально интегральные (ПИ) и ПИД-регуляторы. При использовании регуляторов этого типа ДЧХ регулятора определяется выражением

$$W_p(j\lambda) = W_{\text{ж}}^0(j\lambda)/W_{\text{н}}^0(j\lambda),$$

где $W_{\text{ж}}^0(j\lambda)$ – желаемая ДЧХ разомкнутого контура в области низких и средних частот.

С учетом эквивалентного запаздывания желаемая ДЧХ имеет вид

$$W_{\text{ж}}(j\lambda) = W_{\text{ж}}^0(j\lambda) \frac{(1 - j\lambda T/2)^{q_1}}{(1 + j\lambda T/2)^{q_2}}. \quad (2.37)$$

Системы регулирования станочных электроприводов имеют многоконтурную структуру, поэтому полоса пропускания самого внутреннего из контуров ограничивается эквивалентным запаздыванием, а полоса пропускания внешнего контура, в соответствии с принципом подчиненности контуров, ограничена полосой пропускания ближайшего внутреннего по отношению к нему контура. В связи с этим использование контура тока в электроприводе со звеном ТП–Д уменьшает в 2–3 раза полосу пропускания контура скорости по сравнению с одноконтурной системой регулирования скорости без контура тока, которая с этой точки зрения имеет преимущество при использовании параметрически оптимизируемых регуляторов. Расширение полосы пропускания контура тока возможно при использовании компенсационных регуляторов [25], которые для контура тока не приводят к существенному увеличению времени расчета программы и применимы для этой задачи даже в микропроцессорном ЦЭП с общим процессором на все приводы. Этот вопрос подробно рассмотрен ниже.

Перейдем теперь к вопросу синтеза параметрически оптимизируемого регулятора в электроприводе с регулированием скорости без контура тока.

Для обеспечения большого диапазона регулирования привод подачи станка должен иметь астатизм в регуляторе скорости для обеспечения равномерности движения на низких скоростях. С учетом астатизма в неизменяемой части (табл. 2.2) и эквивалентного запаздывания (2.36) желаемая ДЧХ имеет вид

$$W_c(j\lambda) = \frac{k_c (\tau_c j\lambda + 1)}{(j\lambda)^2} \frac{(1 - j\lambda T/2)^{q_1}}{(1 + j\lambda T/2)^{q_2}}, \quad (2.38)$$

где $k_c = k_{\text{р.с}} k_{\text{н.с}}$ – коэффициент передачи разомкнутого контура, здесь $k_{\text{р.с}}$ – коэффициент передачи регулятора

скорости; $\tau_c = \frac{M}{\lambda_c (M - 1)}$ – постоянная времени регулятора скорости, где M – заданный показатель колебательности; λ_c – частота среза разомкнутого контура.

На рис. 2.10 приведены зависимости предельной частоты среза от показателя колебательности M и показателя запаздывания $q = q_1 + q_2$, полученные при численном решении уравнения

$$\theta_c(\lambda, q) - \theta_M(\lambda) = 0, \quad (2.39)$$

связывающего фазовые характеристики разомкнутого контура скорости

$$\theta_c(\lambda, q) = -\pi + \operatorname{arctg} \frac{M\lambda}{(M-1)\lambda_c} - q \operatorname{arctg} \lambda T/2 \quad (2.40)$$

с фазовой характеристикой запретной зоны, соответствующей заданному показателю колебательности [12]:

$$\theta_M = \pi + \operatorname{arctg} \frac{d + \lambda_c^2/\lambda^2}{2d\lambda/\lambda_c}, \quad (2.41)$$

где $d = M^2/(M^2 - 1)$.

Предельное значение λ_c при заданных M и q соответствует случаю, когда кривые, соответствующие уравнениям (2.40), (2.41), касаются в одной точке и уравнение (2.39) имеет единственное решение.

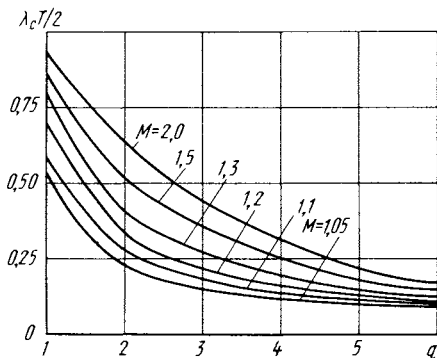


Рис. 2.10. Зависимость предельной частоты среза ЦЭП от показателя колебательности M и показателя запаздывания q

Значение λ_c , найденное по кривым, приведенным на рис. 2.10, используем при расчете коэффициентов ДЧХ регулятора. В РНТ ДЧХ имеет вид

$$W_{p.c}(j\lambda) = \frac{k_{p.c} (\tau_c j\lambda + 1)(T_{я} j\lambda + 1)}{j\lambda(1 + j\lambda T/2)}, \quad (2.42)$$

что соответствует цифровому ПИД-регулятору.

Выразив $j\lambda T/2$ через z , с учетом равенства (2.42) получаем ДПФ ПИД-регулятора

$$W_{p.c}(z) = k_1 + k_2 \frac{z+1}{z-1} + k_3 \frac{z-1}{z},$$

причем коэффициенты k_1 , k_2 , k_3 связаны с параметрами ДЧХ [см. выражение (2.42)] соотношениями:

$$\begin{aligned} k_1 &= k_{p.c} (\tau_c + T_{я}); \\ k_2 &= k_{p.c} T/2; \\ k_3 &= k_{p.c} \tau_c T_{я} / T. \end{aligned} \quad (2.43)$$

При переходе в РПТ требуется изменение структуры регулятора, что можно достигнуть, приняв в равенствах (2.43) $k_3 = 0$. В станочном приводе, где обычно $T_{я} \leq 2T$, получаемый таким переходом ПИ-регулятор обеспечивает расчетные динамические характеристики как в РПТ, так и в РНТ без изменения структуры регулятора. Для синтеза контура положения необходимо получить ДЧХ замкнутого контура скорости, для чего в выражении (2.38) производится замена:

$$\frac{(1 - j\lambda T/2)^{q_1}}{(1 + j\lambda T/2)^{q_2}} = \frac{(1 - j\lambda q_1 T/2)}{(1 + j\lambda q_2 T/2)},$$

погрешность которой не оказывает существенного влияния на полосу пропускания контура положения, которая ограничивается полосой пропускания контура скорости в соответствии с известными принципами подчиненного регулирования.

Синтез компенсационных регуляторов. В отличие от параметрически оптимизируемых регуляторов порядок компенсационных регуляторов зависит от порядка неизменяемой части объекта. Возможность программной реализации регуляторов высокого порядка является преимуществом микропроцессорных ЦЭП, однако при этом необходимо учитывать и ограничения, связанные с микропроцессорной реализацией: конечную длину слова и переменное значение запаздывания, сравнимое, а иногда и превышающее период квантования T , которые должны быть учтены соответствующим выбором желаемой характеристики и типа регулятора, обеспечивающего малую чувствительность к указанным факторам.

Как показано в [33], этим свойством не обладают аperiодические компенсационные регуляторы, обеспечивающие конечное время переходного процесса. Нами рассмотрен обобщенный метод синтеза компенсационных регуляторов по характеристике контура, задаваемой в виде стандартной формы, обеспечивающей заданное распределение полюсов характеристического уравнения. Исходными для синтеза являются желаемая дискретная частотная характеристика (ДЧХ) и ДЧХ неизменяемой части контура.

Желаемая характеристика задается в виде ДЧХ замкнутого контура с учетом запаздывания неизменяемой части

$$\Phi_{\text{ж}}(j\lambda) = \Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda)z^{-N}, \quad (2.44)$$

где $\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda) = B(j\lambda)/A(j\lambda)$ – ДЧХ, обеспечивающая заданное распределение полюсов характеристического уравнения; $B(j\lambda)$, $A(j\lambda)$ – многочлены, имеющие порядки p_B и p_A ; $N = \text{int}[\max(q_1, q_2)] + 1$ – ближайшее целое число к наибольшему из значений q_1, q_2 .

ДЧХ компенсационного регулятора определяется выражением

$$W_p(j\lambda) = \frac{1}{W_n^0(j\lambda)} \frac{\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda)}{1 - \Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda)z^{-N}}, \quad (2.45)$$

где $W_{\text{ж}}^0(j\lambda) = M(j\lambda)/D(j\lambda)$, где $M(j\lambda)$, $D(j\lambda)$ – многочлены,

имеющие порядки p_M, p_D . Оно отличается от выражения, приведенного в [25], множителем

$$z^{-N} = \frac{\sum_{k=0}^N (-1)^k C_N^k (j\lambda T/2)^k}{\sum_{k=0}^N C_N^k (j\lambda T/2)^k} \quad (2.46)$$

Для реализуемости регулятора, имеющего ДЧХ вида (2.45), необходимо, чтобы разность порядков $p_A - p_B$ знаменателя и числителя $\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda)$ была не меньше разности порядков $p_D - p_M$ знаменателя и числителя $W_{\text{ж}}^0(j\lambda)$. Это условие определяет минимальный порядок стандартной формы $\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda)$.

Если разомкнутый контур должен иметь астатизм порядка ν , то порядок числителя стандартной формы $p_B = \nu - 1$. Стандартную форму можно записать в виде

$$\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda) = \frac{b_{\nu-1}(j\lambda)^{\nu-1} + \dots + b_1 j\lambda + b_0}{a_n(j\lambda)^n + \dots + a_1 j\lambda + a_0} \quad (2.47)$$

где $n \geq \nu - 1 + p_D - p_M$.

Подставляя (2.47) в выражение (2.45) и учитывая множитель (2.46), получаем

$$W_p(j\lambda) = \frac{D(j\lambda) [b_{\nu-1}(j\lambda)^{\nu-1} + \dots + b_1 j\lambda + b_0] (1 + j\lambda T/2)^N}{M(j\lambda) [a_{n+N}(j\lambda)^{n+N} + \dots + a'_1 j\lambda + a'_0]} \quad (2.48)$$

Нетрудно видеть, что астатизм разомкнутого контура регулирования с передаточной функцией $W(j\lambda) = W_p(j\lambda) W_{\text{н}}^0(j\lambda) z^{-N}$ равен астатизму второго множителя в

выражении (2.45). Для того чтобы этот множитель имел астатизм порядка ν , необходимо выполнить условие $a'_{\nu-1} = a'_{\nu-2} = \dots = a'_1 = a'_0 = 0$. Практическое значение имеет достижение астатизма при $\nu = 2$.

Выразив коэффициенты a'_1, a'_0 через коэффициенты a_1, b_1, a_0, b_0 исходной стандартной формы, получим соотношение коэффициентов исходной формы, обеспечивающее требуемый порядок астатизма в контуре регулирования (табл. 2.3).

Таким образом, анализ ДЧХ регулятора позволяет без использования громоздких выкладок определить минимальный порядок стандартной формы и условия выполнения требуемого порядка астатизма.

Для практической реализации регулятора предпочтительнее пользоваться его дискретной передаточной функцией (ДПФ), так как ее коэффициенты есть коэффициенты регулятора во временной области. ДПФ компенсационного регулятора имеет вид

$$W_p(z) = \frac{1}{W_n^0(z)} \frac{\Phi_{\text{ж}}^0(z)}{1 - \Phi_{\text{ж}}^0(z)z^{-N}}. \quad (2.49)$$

Первый из множителей определяется неизменяемой частью. Поскольку неизменяемая часть любого контура электропривода с жестким объектом достаточно задемпфирована, устойчива и не содержит неминимально фазовых звеньев, то регулятор, определяемый по формуле (2.49), обеспечивает свойство грубости замкнутого контура при корректном задании $\Phi_{\text{ж}}^0$. Сомножители в этом уравнении можно определить либо используя табличные представления для $W_n^0(j\lambda)$ и $\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda)$,

либо после замены $j\lambda = \frac{z-1}{z+1}$:

$$\frac{\Phi_{\text{ж}}^0(z)}{1 - \Phi_{\text{ж}}^0(z)z^{-N}} = \frac{B_n z^{n+N} + \dots + B_1 z^{N+1} + B_0 z^N}{A_{n+N} z^{n+N} + \dots + A_1 z + A_0}. \quad (2.50)$$

2.3. Связь между коэффициентами регулятора и стандартной формы

Требуемый порядок астатизма	Коэффициент регулятора	Коэффициент стандартной формы
$\nu = 1$	$a'_0 = a_0 - b_0 = 0$	$b_0 = a_0$
$\nu = 2$	$a'_0 = a_0 - b_0 = 0$	$b_0 = a_0$
	$a'_1 = a_1 - b_1 + \frac{NT(a_0 + b_0)}{2} = 0$	$b_1 = a_1 + NTa_0$

Зависимости для коэффициентов A_k, B_k через коэффициенты исходной стандартной формы a_k, b_k будут получены для конкретных примеров синтеза регуляторов контуров ЭП.

Компенсационный регулятор тока электропривода со звеном ТП-Д. Дискретная частотная характеристика контура тока в РНТ с учетом представления эквивалентного запаздывания целым числом N в соответствии с выражением (2.35) имеет вид

$$W_{н.т}(j\lambda) = \frac{k_{н.т}}{T_{я} j\lambda + 1} z^{-N}. \quad (2.51)$$

Стандартную форму зададим в виде

$$\Phi_{ж}^0(j\lambda) = \frac{b_{01}}{j\lambda + a_{01}}. \quad (2.52)$$

С учетом астатизма первого порядка в регуляторе тока

$$b_{01} = a_{01}.$$

Контур тока является наиболее быстродействующим из контуров регулирования. Его полоса пропускания ограничивается величиной эквивалентного запаздывания, поэтому для синтеза регуляторов будем использовать точные выражения

для $W_{н.т}^0(j\lambda)$ и $\Phi_{ж}^0(j\lambda)$, полученные по таблицам z -преобразования с учетом выражения

$$\Phi_{ж}^0(z) = \frac{z-1}{z} z \left\{ \frac{\Phi_{ж}^0(p)}{p} \right\}.$$

Подставляя $W_{н.т}^0(z)$ и $\Phi_{ж}^0(z)$ в уравнение (2.49), получаем

$$\begin{aligned} W_{н.т}(z) &= \frac{M(z)}{D(z)} = \frac{M_1 z + M_0 z}{D_1 z + D_0 z} z^{-N}; \\ W_{р.т}(z) &= \frac{D_1 z + D_0}{M_1 z + M_0} \times \\ &\times \frac{B_1 z + B_0}{A_{N+1} z^{N+1} + \dots + A_1 z + A_0}; \\ \Phi_{ж}(z) &= \frac{1-d_0}{z(z-d_0)} \frac{k_{\tau} T}{z(z-1+k_{\tau} T)}, \end{aligned} \quad (2.53)$$

где k_{τ} — коэффициент передачи разомкнутого контура тока, $d_0 = \exp(-a_{01} T)$.

Коэффициенты ДПФ регулятора тока для различных N приведены в табл. 2.4.

Подставляя в (2.53) значения коэффициентов из табл. 2.4, получаем, например, для $N = 1$

$$W_{р.т}(z) = \frac{1}{k_{н.т}} \frac{(1-d_0)z(z-d)}{(z-1)(z+k_{\tau} T)(1-d)}. \quad (2.54)$$

Регулятор, имеющий ДПФ вида (2.54), есть рекурсивный фильтр, который при реализации целесообразно представлять в параллельной форме, выделяя интегральную составляющую.

2.4. Коэффициенты ДПФ регулятора тока

D	M	N	A	B
$A_2=1$				
$d=\exp(-T/T_{\text{я}})$	$M_1=0$	1	$A_1 = -d_0 = k T_{\tau} - 1$	$B_1 = 0$
			$A_0 = -(1 - d_0) =$ $= -k T_{\tau}$	$B_0 = 1 - d_0 = k T_{\tau}$
$D_1 = 1$	$M_0 = k_{\text{н.т}}$	2	$A_3=1$	
$D_0 = -d$			$A_2 = -d_0 = k T_{\tau} - 1$	$B_1 = 0$
			$A_1 = 0$	
			$A_0 = -(1 - d_0) =$ $= -k T_{\tau}$	$B_0 = 1 - d_0 = k T_{\tau}$

Остановимся на ограничениях, связанных с использованием компенсационных регуляторов, которые необходимо учитывать при выборе параметра настройки. При синтезе контура тока необходимо задаться параметром a_{01} . Пусть запаздывание отсутствует, тогда на основании уравнения (2.53) имеем

$$\Phi_{\text{ж}}(z) = \frac{1 - d_0}{z - d_0} = \frac{k T_{\tau}}{z - 1 + k T_{\tau}}.$$

Замкнутая система устойчива, если $|1 - k T_{\tau}| \leq 1$, чему соответствуют значения $0 < k T_{\tau} < 2$. Однако при $k T_{\tau} > 1$ корень z_1 уравнения $z - 1 + k T_{\tau} = 0$ отрицателен и переходная характеристика замкнутого контура имеет колебания с периодом $2T$, которые затухают тем слабее, чем ближе $|z_1|$ к единице. Случай $k T_{\tau} = 1$ соответствует апериодическому регулятору, обеспечивающему конечное время переходного процесса, который, как указано выше, весьма критичен к изменению запаздывания. Экспоненциальную переходную ха-

рактеристику, соответствующую желаемой ДЧХ (2.52), получаем при $kT < 1$. В частности, при $kT = 0,64$ $d_0 = \exp(-a_{01}T) = 1 - kT = 0,36$, откуда $a_{01} = 1/T$. Однако частота среза замкнутого контура $\lambda_T = 0,64/T$.

Компенсационный регулятор позволяет [см. выражение (2.52)] сохранить форму $\Phi_{\text{ж}}(z)$ и при наличии запаздывания. Однако в ДПФ регулятора (2.53) появляется отрицательный полюс $z_1 = -kT$, что соответствует колебаниям выходной величины регулятора, затухание которых тем слабее, чем ближе $|z_1|$ к 1. Эти колебания могут привести к выходу за разрядную сетку МПС, что необходимо учитывать при составлении программы регулятора.

По сравнению с обычным цифровым ПИ-регулятором преимущества компенсационного регулятора заключаются в обеспечении желаемой формы переходного процесса при сохранении или даже некотором увеличении полосы пропускания контура. Последнее особенно заметно при $N > 1$ и желаемой полосе пропускания меньше $1/2T$.

Компенсационный регулятор скорости электропривода. Неизменяемая часть контура скорости с замкнутым контуром тока представляется ДЧХ вида

$$W_{\text{н.с}}(j\lambda) = \frac{k_{\text{н.с}}}{j\lambda} \Phi_T^0(j\lambda) z^{-N}, \quad (2.55)$$

где $k_{\text{н.с}} = k_{\text{д.с}} c'_{\text{д}} / (J k_{\text{д.т}})$; $\Phi_T^0(j\lambda)$ — ДЧХ замкнутого контура тока без учета запаздывания.

Стандартная форма для контура скорости с учетом астатизма регулятора и неизменяемой части

$$\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda) = \frac{a_{12}j\lambda + a_{02}}{a_{22}(j\lambda)^2 + a_{12}j\lambda + a_{02}}. \quad (2.56)$$

Параметры в уравнении (2.56) будем определять, полагая, что распределение полюсов замкнутого контура скорости соответствует стандартной форме Баттеворта. Задаваясь

параметром настройки $\omega_{0c} = 1/2T$, получаем $a_{02} = \omega_{0c}^2$; $a_{12} = 1,4\omega_{0c}$; $a_{22} = 1$. Подставляя $\lambda = \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right]$ в выражения (2.55) и (2.56), получаем для контура скорости

$$W_{н.с.}(z) = \frac{k_{н.с} T(z+1)}{2(z-1)} z^{-N};$$

$$\frac{\Phi_{ж}^0(z)}{1 - \Phi_{ж}^0(z)z^{-N}} =$$

$$= \frac{T(B_1 z + B_0)(z+1)z^N}{(A_{N+1}z^{N+1} + \dots + A_1 z + A_0)(z-1)}; \quad (2.57)$$

$$W_{р.с.}(z) = \frac{2(B_1 z + B_0)z^N}{k_{н.с.}(A_{N+1}z^{N+1} + \dots + A_1 z + A_0)}.$$

Выражения для коэффициентов регулятора скорости приведены в табл. 2.5.

При $N = 2$ ДПФ регулятора скорости имеет вид

$$W_{р.с.}(z) = \frac{2(B_1 z + B_0)z^2}{(z-1)[A_3 z^2 - (A_1 + A_2)z - A_0]},$$

т.е. регулятор действительно содержит интегрирующее звено. Задаваясь коэффициентами стандартной формы, можно обеспечить требуемое расположение полюсов ДПФ замкнутого контура скорости, при этом надо учитывать, что из-за наличия нулей в стандартной форме (2.56) переходная характеристика контура скорости может существенно отличаться от стандартной. Однако в контуре скорости станочных приводов с ЧПУ существенна в основном полоса пропускания, которую удастся несколько повысить, применяя компенсационный регулятор.

2.5. Коэффициенты ДПФ регулятора скорости

N	B	A
1	$B_1 = 2a_{12} + 3a_{02}T$	$A_2 = 4a_{22} + 2a_{12}T + a_{02}T^2$
	$B_0 = -2a_{12} - a_{02}T$	$A_1 = -4a_{02}$
		$A_0 = -2a_{12}T - a_{02}T^2$
2	$B_1 = 2a_{12} + 5a_{02}T$	$A_3 = 4a_{22} + 2a_{12}T + a_{02}T^2$
		$A_2 = -4a_{22} + 2a_{12}T + 3a_{02}T^2$
	$B_0 = -2a_{12} - 3a_{02}T$	$A_1 = -2a_{12}T - a_{02}T^2$
		$A_0 = -2a_{12}T - 3a_{02}T^2$

Компенсационный регулятор положения электропривода. В контуре положения станочных электроприводов необходимо обеспечить сочетание противоречивых требований, отмеченное выше — широкую полосу пропускания в контурном режиме и апериодическую переходную характеристику в режиме позиционирования. Для этого необходимо задаться стандартной биномиальной формой

$$\Phi_{\text{ж}}^0(j\lambda) = \frac{a_{03}}{(j\lambda + \sqrt{a_{03}})^2}, \quad (2.58)$$

где $\sqrt{a_{03}} = \omega_{0\text{п}} \cong 1/3T$ — параметр стандартной биномиальной формы.

Неизменяемая часть контура положения с учетом замкнутого контура скорости имеет ДЧХ вида

$$W_{\text{н.п}}(j\lambda) = \frac{k_{\text{н.п}}(a_{12}j\lambda + a_{02})z^{-N}}{j\lambda[a_{22}(j\lambda)^2 + a_{12}j\lambda + a_{02}]}, \quad (2.59)$$

где $k_{\text{н.п}} = k_{\text{д.п}}/k_{\text{д.с.}}$.

Учитывая выражения (2.50) и (2.59), получаем ДПФ неизменяемой части и регулятора положения:

$$W_{н.п}(z) = \frac{k_{н.п} T^3 (z+1)^2 (M_1 z + M_0) z^{-N}}{2(z-1)(D_2 z^2 + D_1 z + D_0)} ;$$

$$\frac{\Phi_{ж}^0(z)}{1 - \Phi_{ж}^0(z) z^{-N}} = \frac{T^2 B_0 (z+1)^2 z^N}{(A_{N+2} z^{N+2} + \dots + A_1 z + A_0)} ;$$

$$W_{р.п}(z) = \frac{2B_0 (D_2 z^2 + D_1 z + D_0) (z-1) z^N}{k_{н.п} T (A_{N+2} z^{N+2} + \dots + A_1 z + A_0)} .$$

На примере контура положения хорошо видны преимущества совместного анализа характеристик в z -области и в области частотных характеристик. Разность порядков многочленов числителя и знаменателя неизменяемой части в соответствии с уравнением (2.59) равна $p_D - p_M = 2$, поэтому такой же должна быть разность порядков числителя и знаменателя стандартной формы выражения (2.57), в данном случае $p_A - p_B = 2$. Если замкнутый контур тока учитывается не эквивалентным запаздыванием, а малой постоянной, то $p_D - p_M = 3$ и соответственно $p_A - p_B = 3$. Так как в контуре положения требуется астатизм первого порядка, то порядок числителя стандартной формы равен нулю и необходимо выполнить условие $b_{03} = a_{03}$ (см. табл. 2.3). Эти факты, легко устанавливаемые по ДЧХ, далеко не очевидны при анализе ДПФ, хотя эквивалентные признаки, конечно же, имеются и в z -области. Решение о выборе показателя N также значительно легче принять на основе ДЧХ неизменяемой части.

Делимость полинома $[1 - \Phi_{ж}^0(z) z^{-N}]$ на $(z-1)$ следует из условия грубости регулятора, который не должен компенсировать полюс $z = 1$ в неизменяемой части. Коэффициенты ДПФ компенсационного регулятора положения приведены в табл. 2.6.

После подстановки этих коэффициентов получаем ДПФ регулятора положения при $N = 2$

$$W_{p.p.}(z) = \frac{2B_0(D_2z^2 + D_1z + D_0)z^2}{k_{н.п}T[A_4z^3 + (A_3 + A_4)z^2 - (A_1 + A_0)z - A_0](M_1z + M_0)} \quad (2.60)$$

2.6. Коэффициенты ДПФ регулятора положения

D	M	B	N	A
$D_2 = 2a_{22} +$ $+ 2a_{12}T +$ $+ a_{02}T^2$	$M_1 = 2a_{12} +$ $+ a_{02}T$			$A_3 = 4a_{23} + 2a_{13}T +$ $+ a_{03}T^2$ $A_2 = -8a_{23} +$ $+ a_{03}T^2$ $A_1 = 4a_{23} - 2a_{13}T -$ $- a_{03}T^2$ $A_0 = -a_{03}T^2$
$D_1 = -8a_{22} +$ $+ 2a_{02}T^2$	$M_0 = -2a_{12} +$	$B_0 = a_{03}$		$A_4 = 4a_{23} + 2a_{13}T +$ $+ a_{03}T^2$ $A_3 = -8a_{23} +$ $+ 2a_{03}T^2$ $A_2 = 4a_{23} - 2a_{13}T$ $A_1 = -2a_{03}T^2$ $A_0 = -a_{03}T^2$
$D_0 = 4a_{22} -$ $- 2a_{12}T +$ $+ a_{02}T^2$				

ДПФ регулятора положения имеет довольно высокий порядок. Реализация рекурсивных фильтров такого порядка даже на современной микропроцессорной базе приводит к значительному увеличению времени расчета программы регулирования. Например, реализация программы расчета рекурсивного фильтра [выражение (2.60)] для однокристального микропроцессора КР1801ВМ2 с аппаратным расширителем умножения, имеющим быстродействие 20 мкс, составляет 300 мкс, а при умножении слов двойной длины, которое бывает необходимо из-за большого различия численных значений коэффициентов фильтра, увеличивается до 1,2 мс.

Уменьшение времени программной реализации регулятора достигается заменой полученного фильтра эквивалентным не-рекурсивным фильтром вида

$$W_{p.n}^s(z) = c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_{k-1} z^{-k+1} + \frac{c_k z^{-k}}{1 + h z^{-1}}. \quad (2.61)$$

Коэффициенты c_k этого фильтра получены прямым делением числителя на знаменатель в выражении (2.60), а коэффициент h в последнем члене суммы определяется из условия $W_{p.n}(1) = W_{p.n}^s(1)$. В полученном фильтре последний член соответствует экспоненциальной аппроксимации изменения импульсной характеристики до установившегося значения.

Расчеты, связанные с определением коэффициентов компенсационных регуляторов, достаточно просто выполняются и на микрокалькуляторе, однако для повышения степени автоматизации разработаны программы для выполнения этих расчетов на ЭВМ, входящие в пакеты программ моделирования и проектирования микропроцессорных ЦАП.

Синтез цифрового регулятора для электропривода с упругим объектом. При расчете параметров систем управления ЭП тяжелых станков [81] или при очень высоких требованиях к динамике ЭП подач необходимо учитывать упруговязкие свойства электромеханической системы двигатель-механизм подачи. Для этого воспользуемся детализированной структурной схемой двухмассовой системы с упругостью пер-

вого рода [14]. На детализированной схеме системы цифрового управления ЭП с двухмассовым упруговязким объектом (рис. 2.11) объект характеризуется моментом инерции двигателя J_d и приведенным моментом инерции механизма J_{mx} , эквивалентной жесткостью C_s кинематического соединения двигателя с механизмом, коэффициентом внутреннего трения b_c , коэффициентами сил внешнего трения a_1 и a_2 , определяющими моменты, пропорциональные скорости двигателя ω_d и приведенной к валу двигателя скорости механизма ω_{mx} .

Структурная схема на рис. 2.11 соответствует объекту, состояние которого описывается четырьмя переменными; скоростями ω_d и ω_{mx} , положением вала двигателя φ_d и приведенным к валу двигателя положением механизма φ_{mx} . Задачей цифрового регулятора является управление положением механизма φ_{mx} , обеспечивающее отсутствие перерегулирования и изменения знака скорости при позиционировании за заданное время. Управление осуществляется цифровым регулятором, обеспечивающим заданное расположение корней характеристического управления замкнутой системы, что достигается подбором коэффициентов регулятора $k_1 - k_4$ [25].

Все координаты вектора состояния

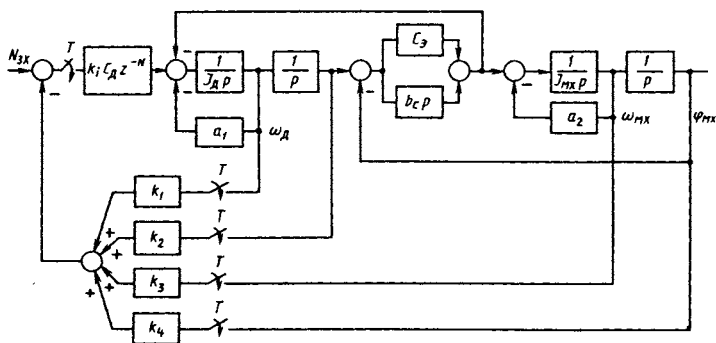


Рис. 2.11. Структурная схема цифрового ЭП с двухмассовым упруговязким объектом

$$x = [\omega_d, \varphi_d, \omega_{mx}, \varphi_{mx}]^T,$$

где T – знак транспортирования, предлагаются известными.

Тогда уравнения состояния объекта в векторно-матричной форме имеют вид

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); \quad (2.62)$$

$$y(t) = Cx(t),$$

где A – матрица состояния размерностью 4×4 , коэффициенты которой для структурной схемы рис. 2.11 определяются выражением

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{k_{f1} + k_c}{T_{m1}} & -\frac{1}{T_c T_{m1}} & \frac{k_c}{T_{m1}} & \frac{1}{T_c T_{m1}} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_c}{T_{m2}} & \frac{1}{T_c T_{m2}} & -\frac{k_c + k_{f2}}{T_{m2}} & -\frac{1}{T_c T_{m2}} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.63)$$

где $T_{m1} = J_d \omega_0 M_0^{-1}$; $T_{m2} = J_{mx} \omega_0 M_0^{-1}$; $T_c = C_0^{-1} \omega_0^{-1} M_0$; $k_{f1} = a_1 \omega_0 M_0$; $k_{f2} = a_2 \omega_0 M_0^{-1}$; $k_c = b_c \omega_0 M_0^{-1}$; ω_0 , M_0 – базовые величины угловой скорости и момента;

$$B = \begin{bmatrix} 1/T_{m1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/T_{m2} \end{bmatrix} - \quad (2.64)$$

матрица входных воздействий; C — диагональная единичная матрица; $u(t) = [M_d, M_c]^T$ — вектор входных воздействий; M_c — момент сопротивления; $M_d = k_d C' N_y$ — момент двигателя; N_y — код управления.

Эквивалентное запаздывание отнесено на рис. 2.11 к входной переменной $u(t)$. В эквивалентное запаздывание входит запаздывание, определяемое замкнутым контуром тока, временем расчета программы регулятора, преобразованием аналоговых величин в цифровую форму и другими факторами.

Рассмотрим процедуру синтеза цифрового регулятора для непрерывного объекта, описанного системой дифференциальных уравнений (2.63). Известно [33, 79], что при переходе к разностным уравнениям система (2.63) записывается в виде

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k); \quad (2.65)$$

$$y(k+1) = C_d x(k),$$

где A_d , B_d , C_d — матрицы, которые выражаются через матрицы непрерывного объекта A , B , C следующим образом:

$$A_d = e^{AT} = I + A + \frac{A^2}{2!} + \frac{A^3}{3!} + \dots, \quad (2.66)$$

причем матричный экспоненциал можно вычислить на ЭВМ при большом порядке матрицы A или при высоких требованиях к точности определения коэффициентов этой матрицы или определить, суммируя первые слагаемые в выражении (2.66) при отсутствии особых требований к точности определения коэффициентов. Матрица B_d определяется выражением

$$B_d = \left[\begin{array}{c} T \\ \int_0^T e^{A\tau} d\tau \\ 0 \end{array} \right] B.$$

Матрица C_d равна C , если моменты квантования совпадают с моментами измерения, что и будем принимать в дальнейшем.

При синтезе регулятора необходимо учесть эквивалентное запаздывание по входу u , которое будем включать в расширенную матрицу состояния [33, 79].

Система разностных уравнений, учитывающая расширение вектора состояния, имеет вид

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ x_N(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & B_d C_N^T \\ 0 & A_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x_N(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_N \end{bmatrix} u(k); \quad (2.67)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} C^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x_N(k) \end{bmatrix},$$

где $x_N^T(k) = [u(k-N), u(k-N+1), \dots, u(k-1)]$;

$$C_N^T = [1, 0, 0, \dots, 0]; \quad B_N^T = [0, 0, \dots, 0, 1];$$

$$A_N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

Представим расширенную матрицу состояния в канонической форме управляемости

$$A' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & \dots & -a_{n+N} \end{bmatrix}.$$

где a_n, a_{n-1}, \dots, a_1 — коэффициенты характеристического уравнения матрицы A_d , $\det(zI - A_d) = 0$.

Организуя обратную связь по расширенному вектору состояния $x_l(k) = [x(k), x_N(k)]$ в соответствии с уравнением

$$u(k) = -k^T x(k) = [-k_n, -k_{n-1}, \dots, -k_1] x_l(k),$$

где k^T — вектор коэффициентов регулятора, получаем характеристическое уравнение системы с обратной связью по состоянию

$$\det[zI - A_d + [0, B_N]^T K] = (a_{n+N} + k_{n+N}) + (a_{n+N-1} + k_{n+N-1})z + \dots + (a_1 + k_1)z^{n+N-1} + z^{n+N} = 0. \quad (2.68)$$

Соотношение (2.68) позволяет синтезировать регулятор состояния с заданным характеристическим уравнением при учете эквивалентного запаздывания с использованием предиктора Смита, как для системы управления ЭП с жестким объектом. Если заданное характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид

$$z^N [A(z) + B(z)] = z^N (z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n), \quad (2.69)$$

то, сопоставляя уравнения (2.68) и (2.69), нетрудно получить выражения для коэффициентов регулятора состояния:

$$k_{n+N} = k_{n+N-1} = \dots = k_{n+1} = 0;$$

$$k_n = a_n - a_n; \quad (2.70)$$

$$k_{n-1} = a_{n-1} - a_{n-1};$$

$$\dots\dots\dots$$

$$k_1 = a_1 - a_1.$$

Желаемая стандартная форма для синтеза регулятора состояния системы ЭП с упругим объектом выбирается из условия апериодического процесса при позиционировании исполнительного механизма по координате $\varphi_{\text{мх}}$ [34], т.е. так же, как и для ЭП с жестким объектом. Это стандартная биноми-

альная форма, однако порядок ее увеличивается, так как увеличился порядок самого объекта. Для управления положением ЭП с упругим объектом характеристическое уравнение, определяющее стандартную форму, имеет четвертый порядок. Выражения для коэффициентов этого характеристического уравнения определяются с использованием уравнения (2.70).

Применение регулятора состояния ЭП с упругим объектом позволяет обеспечить желаемый характер переходного процесса при позиционировании механизма.

ГЛАВА 3

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

3.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МП-СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Среди многих разновидностей МП-средств особое положение занимают одноплатные МП-системы управления [49]. В общем случае от такой МП-системы требуются: минимальные габаритные размеры, масса, потребляемая мощность и стоимость; максимальные быстродействие и надежность; возможность легкой адаптации к операционным системам и прикладным программам; простота сопряжения с внешними устройствами. Попытки удовлетворить все перечисленные требования обречены на неудачу, поэтому при проектировании конкретной МП-системы учитывается специфика условий применения, которая и определяет выбор и соотношение перечисленных выше параметров.

Применение МП-систем для управления электроприводами имеет ряд специфических особенностей. Анализ требований, предъявляемых к таким МП-системам, посвящены многие работы отечественных специалистов. Например, в работе [52] изложены требования к разрядности, быстродействию, системе команд, емкости памяти и периферийным устройствам МП-систем управления электроприводами.

Требования к разрядности МП-системы определяются необходимой точностью регулирования. В большинстве практичес-

ких случаев для получения необходимой точности достаточно иметь 12-разрядную МП-систему. Поэтому, учитывая существующую элементную базу, обычно принимают число разрядов равным 16. В особо ответственных случаях число разрядов может быть доведено до 32.

Частота дискретизации тиристорного электропривода с ДПТ выбирается из условия равенства ее средней частоте дискретизации тиристорного преобразователя: 150 Гц для нулевой и 300 Гц для мостовой трехфазных схем. Для транзисторных электроприводов с ДПТ частота дискретизации может быть увеличена до 1000 Гц. Частота дискретизации электропривода с АД, питание которого осуществляется от автономного инвертора, достигает 450 Гц.

За один цикл вычислений МП-системой выполняется не менее 1000 команд типа регистр-память, причем до 50 команд типа умножения или деления. Чтобы удовлетворить таким высоким требованиям, необходима МП-система с быстродействием до 500 – 1000 тыс. операций/с. К МП-системам электроприводов переменного тока могут быть предъявлены более высокие требования. В этом случае целесообразно применять мультипроцессорные системы на основе двух-трех МП.

В системе команд кроме традиционных операций рекомендуется предусмотреть вычисление функциональных зависимостей табличным методом, в том числе тригонометрических функций и функций, полученных экспериментальным способом.

Из известных способов адресации предпочтение отдается прямой, как наиболее быстрой.

Систему прерывания программ рекомендуется строить иерархической, имеющей четыре-пять уровней. Один из входов запроса прерывания должен быть немаскируемым.

Для реализации простых МП-систем достаточно иметь ПЗУ емкостью до 2К байт и ОЗУ емкостью до 1К байта. При использовании табличного метода вычислений емкость ПЗУ должна быть увеличена. Емкость ПЗУ должна быть также увеличена в случае применения системы функционального и тестового диагностирования.

Основой для построения МП-систем управления являются МП-комплекты БИС. Выбор того или иного МП-комплекта находится в прямой зависимости от их функциональных возможностей. Правильный выбор МП-комплекта позволяет создавать

МП-системы с преимущественным использованием БИС и минимальным использованием микросхем средней и малой степени интеграции [71].

Отечественная промышленность выпускает широкую номенклатуру средств МП-техники [9, 41, 42, 43]. Среди них практический интерес представляют 8-разрядный МП-комплект серии К1821, 16-разрядные комплекты серий К1810, К1801 и К1809. Широко применяют и 8-разрядные ОМЭВМ серии К1816.

Указанные МП-комплекты представляют собой набор функционально законченных БИС, ориентированных на модульное проектирование МП-систем управления. В случае необходимости эти комплекты могут быть расширены за счет применения БИС других МП-комплектов.

При проектировании МП-систем управления особое внимание уделяется рациональному разделению функций между аппаратными и программными средствами. В отдельных случаях для выполнения вычислений оправдано применение аппаратных средств. Так, использование аппаратных параллельных умножителей МП-комплектов серий К588 и К1802 сокращает время выполнения операций умножения и, следовательно, повышает производительность МП-системы. Значительное увеличение производительности МП-системы возможно также при использовании специальных арифметических сопроцессоров.

Большое значение при проектировании МП-системы имеет правильный выбор запоминающего устройства. По функциональному назначению запоминающие устройства делят на сверхоперативные (СОЗУ), оперативные (ОЗУ), постоянные (ПЗУ) и буферные (БЗУ) [71].

В качестве СОЗУ обычно используют регистры общего назначения МП. ОЗУ, как правило, выполняют конструктивно в виде отдельной БИС. СОЗУ и ОЗУ используют для хранения данных. Принципиальных различий между СОЗУ и ОЗУ нет, при отключении питания их содержимое не сохраняется. Различают статические и динамические ОЗУ. При проектировании МП-систем управления используют преимущественно статические ОЗУ.

ПЗУ используют для хранения программ, констант и табличных функций. Программируемые ПЗУ могут быть с однократной записью (ППЗУ), с многократной записью и стиранием

информации ультрафиолетовым облучением (СППЗУ), с многократной записью и считыванием информации подачей электрического сигнала (ЭППЗУ).

БЗУ используют для согласования между двумя какими-либо устройствами, например, между двумя МП, между периферийным устройством и памятью.

Для построения МП-систем управления специально разработаны многоразрядные БИС ОЗУ КР537РУ8А и К1809РУ1, СППЗУ К573РФ2, К573РФ3, К573РФ4, К573РФ5 и К573РФ6А, ЭППЗУ К573РР2 и ПЗУ К1809РЕ1 [43, 54].

На общую производительность МП-системы иногда существенно влияет организация ввода/вывода [49]. В информационном потоке МП-системы можно выделить три группы: адреса, данные и управление. Для передачи информации линии связи объединяют в шины, а шины в магистрали. В общем случае в магистраль входят шина адреса, шина данных и шина управления.

Обмен данными между устройствами МП-системы осуществляется в программном режиме, по прерыванию и в режиме прямого доступа к памяти (ПДП) [40].

Первый режим работы осуществляется под управлением программы. Обмен информацией ведется 8-разрядными байтами или 16-разрядными словами. Информацией могут быть адреса, данные или команды. Второй режим работы реализуется по запросу прерывания периферийным устройством. При этом МП прекращает выполнение текущей программы, обслуживает запрашивающее устройство, а затем возобновляет выполнение прерванной программы. В третьем режиме работы обмен данными осуществляется без участия МП и потому является наиболее быстрым способом передачи данных между памятью и периферийным устройством. При этом адресацию и управление обменом обеспечивает устройство, получившее прямой доступ к памяти.

Применение специализированных интерфейсных БИС, в том числе контроллеров прерываний и прямого доступа к памяти, в значительной степени освобождает МП от управления операциями ввода/вывода. Возможность изменения режима работы интерфейсной БИС программными средствами позволяет создавать гибкие и эффективные МП-системы управления [26].

При построении современных МП-систем управления широко

применяют быстродействующие ЦАП и АЦП [16]. Они являются связующим звеном между центральным процессором и периферийными аналоговыми устройствами электроприводов постоянного и переменного тока.

ЦАП интегрального исполнения строится, как правило, на основе структуры с суммированием токов. Получили распространение АЦП трех типов: последовательные, параллельные и комбинированные. К первому типу относятся преобразователи последовательных приближений, интегрирующие и следящие преобразователи, а также преобразователи, построенные на основе ПНЧ и счетчиков. Такие АЦП имеют большую разрядность и малое быстродействие. Ко второму типу относятся преобразователи, в которых квантование аналогового сигнала осуществляется с помощью набора компараторов, работающих одновременно. Такие АЦП имеют малую разрядность и большое быстродействие.

Комбинированные АЦП строятся на основе совместного использования преобразователей двух указанных выше типов. Такие АЦП в интегральном исполнении промышленностью не выпускаются.

В большинстве случаев для построения ЦАП могут быть использованы БИС серии K572. БИС K572ПА1 представляет собой 10-разрядный преобразователь код-ток с временем установления 5 мкс. При подключении к БИС операционного усилителя она может работать как ЦАП. БИС K572ПА2 представляет собой 12-разрядный преобразователь код-ток с временем установления 15 мкс. Основное отличие ее от БИС K572ПА1 — наличие регистров, предназначенных для хранения двоичной информации.

При повышенных требованиях к быстродействию ЦАП строят на основе 8-разрядных БИС K1118ПА1 с временем установления 20 нс и K1118ПА3 с временем установления 10 нс, а также 10-разрядной БИС KM1118ПА2 с временем установления 50 нс.

Для преобразования однополярных входных аналоговых сигналов в диапазоне напряжений от -2 В до 0 используют быстродействующие АЦП на основе 6-разрядных БИС K1107ПВ1 и 8-разрядных БИС K1107ПВ2 с частотой преобразования 20 МГц.

Для преобразования биполярных входных аналоговых сиг-

налов в диапазоне напряжений от минус 2,5 до 2,5 В используют быстродействующие АЦП на основе 6-разрядных БИС К1107ПВЗ и 8-разрядных БИС К1107ПВ4 с частотой преобразования до 100 МГц.

Эффективной мерой, ведущей к повышению надежности, является буферизация шин [49]. В общем случае каждое периферийное устройство и внешняя память должны быть буферизованы отдельно. Использование буферного устройства позволяет увеличить не только нагрузочную способность шины данных памяти, но и ее помехозащищенность. При небольшой емкости памяти применение буферного устройства необязательно. Основным недостатком буферизации шин является увеличение аппаратных затрат и потребляемой мощности.

Основные принципы построения МП-систем рассмотрены ниже на примерах использования в модулях управления МП-комплекта серии К1821, ОМЭВМ серии К1816, а также МП-комплектов серий К1810, К1801 и К1809.

3.2. МОДУЛИ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ 8-РАЗЯДНОГО МП-КОМПЛЕКТА СЕРИИ К1821

Модули управления ЦЭП постоянного тока, имеющие простые алгоритмы управления и не требующие для их реализации больших объемов памяти, могут быть построены на основе МП-комплекта серии К1821 [9, 60]. Этот комплект состоит из следующих БИС:

К1821ВМ85А – 8-разрядный МП с емкостью адресуемой памяти 64К байт и тактовой частотой 3 МГц;

К1821РУ55 – статическое ОЗУ емкостью 256 байт с двумя 8-разрядными портами А и В ввода/вывода, одним 6-разрядным портом С ввода/вывода и 14-разрядным программируемым счетчиком/таймером; линии порта С могут быть использованы для управления портами А и В; в этом случае три линии порта С выделяются для управления портом А и три линии – для управления портом В; все линии отдельного порта используются параллельно и только для ввода или вывода;

К1821РЕ55 – ПЗУ емкостью 2К байта с двумя 8-разрядными портами А и В ввода/вывода; каждая линия портов ввода/вы-

вода может программироваться индивидуально и определяется как входная или выходная.

Совместно с БИС серии K1821 может быть использована широкая номенклатура БИС серии K580.

МП K1821BM85A имеет достаточно высокое быстродействие, возможность последовательного ввода/вывода данных, объединяет в себе функции генератора тактовых импульсов, системного контроллера и шинного формирователя. Он полностью совместим с серией K580 по системе команд.

Возбуждение для внутреннего генератора МП задается кварцевым осциллятором *K8*- или *RC*- и *LC*-цепью, подключаемыми к выходам *CR1*, *CR2* (рис. 3.1). Синхронизация внешних устройств осуществляется по сигналу *SYNC*.

Для параллельного ввода/вывода данных МП использует мультиплексированную по времени шину *AD0-AD7* адреса/данных. Адрес передается по двум шинам: старший байт *A8-A15* – по шине адреса, а младший байт *A0-A7* – по шине адреса/данных *AD0-AD7*. Последний должен быть зафиксирован в любом 8-разрядном регистре по сигналу *EA*.

МП K1821BM85A может работать в режимах: чтения, записи, ПДП и обработки прерываний. Соответствующий машинный цикл определяется комбинацией трех сигналов состояния: *S0*, *S1* и *IO/M*, а также трех управляющих сигналов: *RD*, *WR*

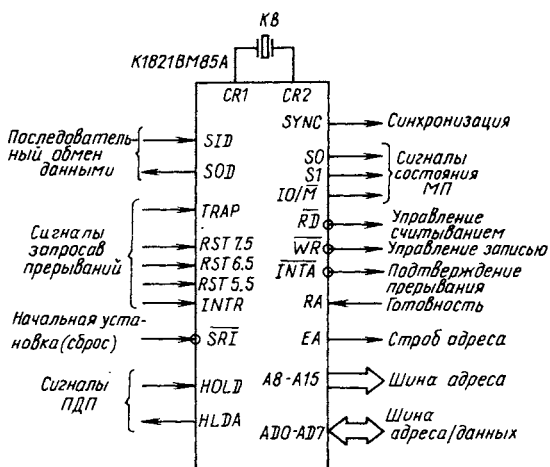


Рис. 3.1 Схема подключения выводов МП K1821BM85A

и \overline{INTA} . Сигнал IO/\overline{M} определяет тип адресуемого пространства. При $IO/\overline{M} = 0$ МП обращается к памяти, при $IO/\overline{M} = 1$ – к устройствам ввода/вывода. Управление считыванием на шину данных осуществляется сигналом $\overline{RD} = 0$ (сигналы состояния $\overline{S0} = 0$, $\overline{S1} = 1$), управление записью – сигналом $\overline{WR} = 0$ (сигналы состояния $\overline{S0} = 1$, $\overline{S1} = 0$). Режим прерывания подтверждается сигналом $\overline{INTA} = 0$.

Сигнал \overline{RA} используется для перевода МП в состояние ожидания до тех пор, пока память или порт ввода/вывода не завершат размещение данных в шине данных или извлечение данных из нее.

Блок управления прерываниями позволяет устанавливать следующие уровни прерываний: \overline{TRAP} – прерывание с наивысшим приоритетом без возможности маскирования и отключения; $\overline{RST7.5}$, $\overline{RST6.5}$ и $\overline{RST5.5}$ – три уровня маскируемых прерываний; \overline{INTR} – прерывание с наиболее низким приоритетом. Состояние масок прерываний типа \overline{RST} может быть изменено только командой \overline{SIM} или сигналом начальной установки \overline{SRI} (сброс).

Прямой доступ к памяти МП обеспечивается следующим образом. Получив сигнал \overline{HOLD} запроса прямого доступа, МП завершает текущую передачу по шине и формирует сигнал \overline{HLDA} разрешения прямого доступа. После этого внешние устройства могут осуществлять режим ПДП. МП вновь получит в свое распоряжение шины адреса и данных только тогда, когда сигнал \overline{HOLD} будет снят.

Управление последовательным вводом/выводом осуществляется по команде \overline{RIM} через вход \overline{SID} при вводе и по команде \overline{SIM} через выход \overline{SOD} при выводе данных.

На рис. 3.2 приведена МП-система нереверсивного тиристорного ЦЭП постоянного тока. В ее состав входят: МП K1821BM85A, ОЗУ K1821PY55, ПЗУ K1821PE55 и программируемый таймер KP580BI53.

Порты A , B и C БИС K1821PY55 обслуживают устройство измерения $\overline{УН}$, формирующее 16-разрядный двоичный код из сигналов $\overline{ИП}$, установленного на валу электродвигателя $\overline{Д}$. В состав устройства измерения входят ППК и регистр $\overline{P_2}$. По запросу МП через линию \overline{PCO} порта C ППК передает на регистр $\overline{P_2}$ двоичный код положения, который затем считывает-

ся в МП через линии *PA0-PA7* порта *A* и линии *PB0-PB7* порта *B*.

Таймер БИС K1821PY55 представляет собой 14-разрядный счетчик, работающий на вычитание; тактовые импульсы поступают на его вход *TIMER IN*. При завершении счета таймер обеспечивает выработку на выходе *TIMER OUT* либо сигнала прямоугольной формы, либо импульсного сигнала. Следует заметить, что такой таймер не является счетчиком событий.

Линии *PA0-PA7* порта *A* и линия *PB0* порта *B* БИС K1821PE55 обслуживают 8-разрядный АЦП типа K1107ПВ4, преобразующий выходное напряжение датчика тока *ДТ* в биполярный двоичный код.

БИС K1821PY55 и K1821PE55 могут быть подключены к МП K1821BM85A в адресном пространстве памяти или ввода/вывода. Если реализуется подключение в адресном пространстве памяти, то БИС K1821PY55 и K1821PE55 будут выбираться посредством комбинации сигналов разблокирования *CE* и *CE*, а также сигнала *IO/M* микросхем с использованием для их подачи адресных линий *A8-A15* МП.

Если для подключения БИС K1821PY55 и K1821PE55 применяют стандартный способ, то для управления используют сигналы *CE* и *CE*. Группируя свободные адресные линии *A11-A15* и сигналы разблокирования *CE* и *CE* микросхем, мож-

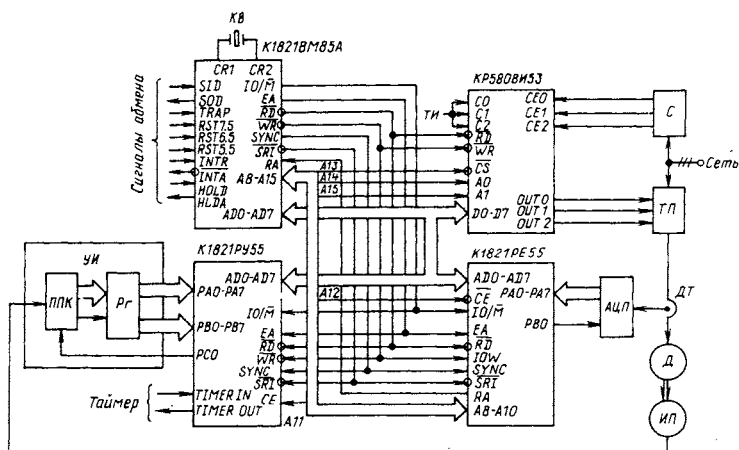


Рис. 3.2. МП-система управления нереверсивного тиристорного ЦЭП постоянного тока

но подключить до пяти БИС без применения дешифратора для выработки разрешающих сигналов.

На программируемый таймер КР580ВИ53 возложены функции СИФУ тиристорным преобразователем *ТП*. На входы таймера *С0-С2* от внешнего генератора поступает последовательность тактовых импульсов *ТИ*, на входы *СЕ0-СЕ2* — сигналы запуска от синхронизатора *С*. Выходные сигналы таймера *ОУТ0 - ОУТ2* используются для управления вентилями *ТП*.

Программируемый таймер реализован в виде трех независимых 16-разрядных каналов с общей схемой управления. В общем случае каждый канал может работать в шести режимах [43].

В режиме *0* после занесения управляющего слова на выходах устанавливается низкий уровень. Уменьшение содержимого счетчика начинается при высоком уровне сигналов *СЕ0-СЕ2*. После окончания счета на выходах *ОУТ0-ОУТ2* устанавливается напряжение высокого уровня. Загрузка нового значения младшего байта в процессе счета останавливает счет, а загрузка нового значения старшего байта начинает новый цикл счета.

В режиме *1* при высоком уровне сигналов *СЕ0-СЕ2* на выходах *ОУТ0-ОУТ2* формируются отрицательные импульсы длительностью *N* периодов тактовых импульсов. Загрузка нового значения *N* не изменяет текущего режима счета. Импульс новой длительности формируется при следующем нарастании фронта сигналов *СЕ0-СЕ2*.

В режиме *2* программируемый таймер генерирует периодический сигнал с частотой, в *N* раз меньшей частоты тактовых импульсов. Выходной сигнал низкого уровня устанавливается на последнем такте периода. Загрузка счетчика новым значением в процессе счета приводит к изменению значения следующего периода. Сигналы *СЕ0-СЕ2* можно использовать для внешней синхронизации программируемого таймера.

Режим *3* отличается от режима *2* тем, что при четном значении *N* на выходе счетчика генерируется сигнал высокого уровня в течение первой половины периода и сигнал низкого уровня в течение второй половины. При нечетном *N* длительность сигнала высокого уровня на один такт больше, чем длительность сигнала низкого уровня.

В режиме *4* генерируется выходной сигнал высокого уровня

ня длительностью N периодов тактового сигнала. После завершения счета устанавливается выходной сигнал низкого уровня на один период тактового сигнала. Перегрузка младшего байта в процессе счета не влияет на текущий счет, а загрузка старшего байта начинает новый цикл счета.

Режим 5 аналогичен режиму 4. Запуск счетчика производится положительным фронтом сигналов **CE0-CE2**. Загрузка счетчика новым значением числа N в процессе счета не влияет на длительность текущего цикла, но следующий цикл счета будет соответствовать новому значению N .

При выполнении функций СИФУ таймер КР580ВИ53 программируется для работы в режиме 1.

Обмен информацией с МП осуществляется по 8-разрядному двунаправленному каналу данных. Максимальное значение счета в двоичном коде 2^{16} . Частота синхронизации каналов 0-2,5 МГц.

Ввод различного рода коррекций и контроль работы ЦЭП можно реализовать с помощью БИС КР580ВВ79 – программируемого контроллера клавиатуры и индикации (ПККИ). Схема подключения ПККИ к МП К1821ВМ85А приведена на рис. 3.3

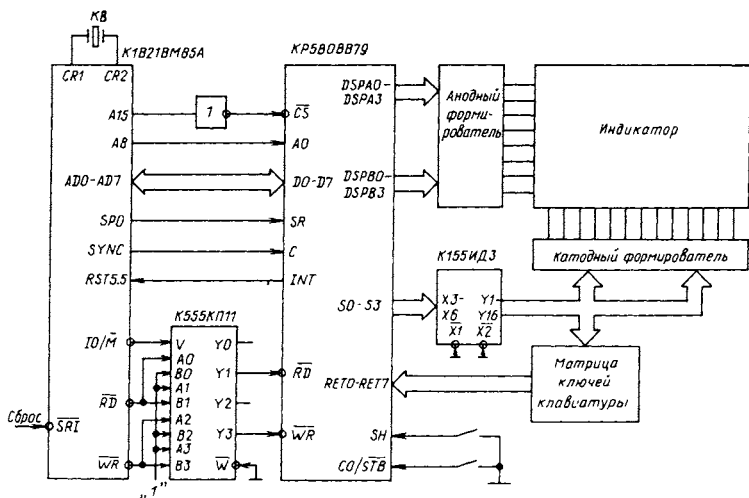


Рис. 3.3. Схема подключения контроллера клавиатуры и индикации КР580ВВ79 к МП К1821ВМ85А

[60]. МП K1821BM85A вырабатывает сигналы \overline{RD} , \overline{WR} и $\overline{IO/\overline{M}}$, которые определяют выполняемую им операцию. Сигналы \overline{RD} и \overline{WR} задают направление передачи данных, а сигнал $\overline{IO/\overline{M}}$ определяет адресное пространство операции чтения-записи.

Вход \overline{CS} БИС KP580BB79 используется для разблокирования ПККИ, если сигналами \overline{RD} , \overline{WR} и $\overline{A0}$ определена операция передачи данных. Вход \overline{SR} используется для установки ПККИ в начальное состояние. На вход \overline{C} подается последовательность тактовых импульсов, используемая для внутренней синхронизации ПККИ.

Сигнал с выхода \overline{INT} БИС KP580BB79 указывает МП K1821BM85A, что ПККИ содержит данные, предназначенные для считывания. Сигнал \overline{INT} может быть подан на входы $\overline{RST5.5}$, $\overline{RST6.5}$ или $\overline{RST7.5}$ МП в качестве запроса прерывания. По этому запросу МП выполнит программу обработки прерывания, в соответствии с которой и будет произведено считывание данных из ПККИ.

В соответствии с назначением ПККИ состоит из двух функциональных частей: клавиатурной и дисплейной [27]. Клавиатурный пульт обеспечивает ввод в ПККИ, запоминание и выдачу в МП информации, поступающей по входам возвратных линий $\overline{RET0-RET7}$, сдвига \overline{SH} и управления/стробирования $\overline{CO/SBT}$. Буферы клавиатуры и датчиков осуществляют временное запоминание информации, поступающей по входам $\overline{RET0-RET7}$. Устройство управления ОЗУ клавиатуры содержит схему анализа состояния ОЗУ, схему обнаружения ошибок ввода и схему устранения дребезга, возникающего при срабатывании контактов. ОЗУ клавиатуры имеет емкость 8 байт.

Предусмотрены три режима работы клавиатурной части: собственно клавиатуры, матрицы датчиков и ввода по стро-бу. В режиме клавиатуры осуществляется последовательное сканирование строк клавиатуры с помощью дешифрованных сигналов $\overline{S0-S3}$ и каждый раз опрашиваются буферы $\overline{RET0-RET7}$, связанные с соответствующими столбцами клавиатуры. При обнаружении нажатой клавиши запускается схема устранения дребезга, которая через два цикла сканирования клавиатуры вновь проверяет состояние этой клавиши. Если клавиша остается нажатой и других нажатий нет, то контроллер формирует байт $\overline{D0-D7}$, содержащий информацию о позиции нажатой клавиши: $\overline{D7} = \overline{CO/SBT}$ — управление, $\overline{D6} =$

= *SH* – сдвиг (например, переход к верхнему регистру клавиатуры), *D3–D5* – номер строки (соответствует *S0–S2*), *D0–D2* – номер столбца. Этот байт записывается в ОЗУ контроллера, которое в этом режиме работает в качестве обратного стека.

Совместно с ПККИ может быть использована любая клавиатура с 64-контактной матрицей клавиш, которая может быть расширена до 256-контактной матрицы при подаче соответствующих сигналов *CO/STB* и *SH*.

В режиме матрицы датчиков информация, поступающая с входов *RET0–RET7* через буферы клавиатуры, вводится непосредственно в ту строку ОЗУ клавиатуры, которая соответствует сканируемой в данный момент строке матрицы. Каждому датчику сопоставляется ячейка *ОЗУ*, которая хранит состояние этого датчика. Входы *CO/STB* и *SH* не используются, и схема устранения дребезга отключается. При любом изменении состояния датчика вырабатывается запрос прерывания *INT* = 1.

В режиме ввода по стробу данные с входов *RET0–RET7* поступают в буферы клавиатуры по фронту стробирующего импульса, подаваемого на вход *CO/STB*. По переднему фронту стробирующего импульса эти данные записываются в ОЗУ клавиатуры, минуя схему устранения дребезга. Вход *SH* не используется.

Дисплейная часть осуществляет вывод информации по двум 4-разрядным каналам в виде двоичного кода на 8- или 16-разрядные цифровые или алфавитно-цифровые индикаторы, выполненные на основе светодиодных матриц.

Информация, предназначенная для индикации на дисплее, хранится в ОЗУ изображения. Оно имеет емкость 16 байт и может использоваться как два ОЗУ емкостью по 16 полубайт либо по 8 байт каждое. ОЗУ загружается и опрашивается МП K1821BM85A. Информация в момент сканирования сигналов *S0–S3* выводится на дисплей через линии *DSPA0–DSPA3* и *DSPB0–DSPB3*, которые образуют соответственно каналы *A* и *B*. Полубайты информации могут выводиться либо независимо, либо в виде единого байта в соответствии с заданным режимом работы. В последнем случае образуется единый 8-разрядный канал *DSP0–DSP7*.

Высокоскоростной обмен данными между памятью и внеш-

ними устройствами, выполняемый по инициативе последних, можно организовать с помощью БИС КР580ВТ57 – программируемого контроллера прямого доступа к памяти (КПДП). КПДП содержит четыре канала прямого доступа, каждый из которых обеспечивает передачу блока данных размером до 16К байт.

На рис. 3.4 представлена схема организации интерфейса МП К1821ВМ85А и КПДП КР580ВТ57 [60]. Передача отдельного байта инициируется устройством ввода/вывода, которое по-

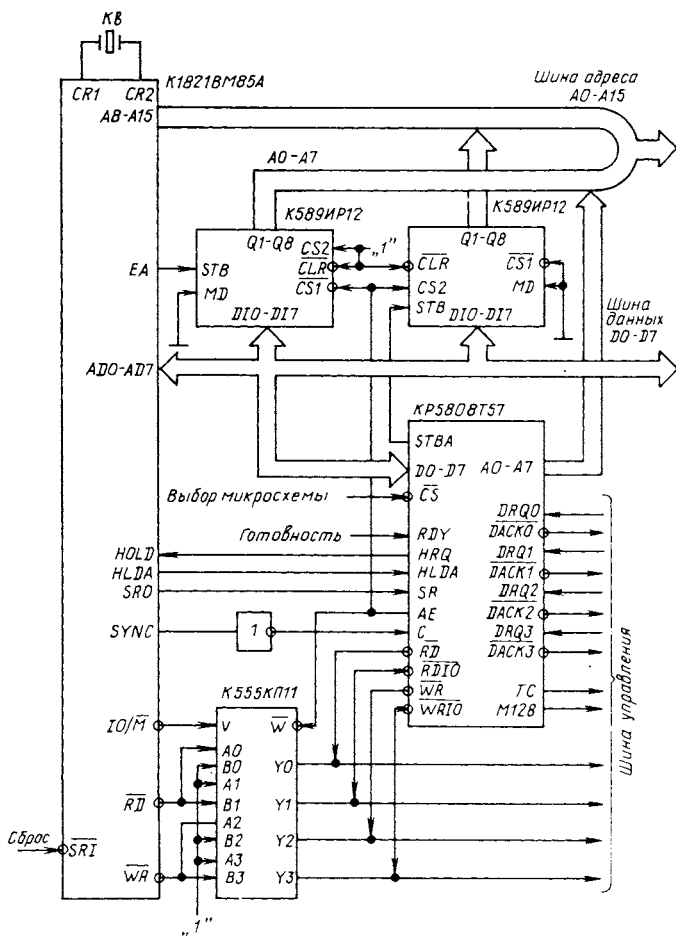


Рис. 3.4. Схема подключения контроллера ПДП КР580ВТ57 к МП К1821ВМ85А

дает сигнал на один из каналов **DRQ0-DRQ3** КПДП КР580ВТ57. Если канал не заблокирован, то КПДП посылает сигнал **HRQ** на вход **HOLD** МП К1821ВМ85А. После этого КПДП ждет поступления от МП сигнала подтверждения **HLDA**. Сигнал подтверждения указывает контроллеру, что системная шина свободна и может быть использована им в режиме ПДП. После получения сигнала **HLDA** КПДП активизирует одну из линий **DACK0-DACK3** (активный уровень "0") для запрошенного канала. Сигнал **DACK** для запросившего устройства ввода/вывода действует как сигнал выбора микросхемы. КПДП подает восемь младших разрядов адреса памяти на адресные линии **A0-A7** системы; посылает по шине данных восемь старших разрядов адреса памяти в буферный регистр К589ИР12, который помещает этот байт кода адреса на линии **A8-A15**.

Затем КПДП формирует сигналы управления вводом/выводом в режиме ПДП, по которым периферийные устройства принимают или передают 1 байт данных **D0-D7** непосредственно по заданному адресу. КПДП должен одновременно управлять считыванием и записью как в памяти, так и в периферийном устройстве. Поэтому он должен иметь для этих целей различные сигналы. Так, сигналам **IO/M**, **WR** и **RD** МП К1821ВМ85А соответствуют сигналы **WR** записи, **RD** чтения для памяти и сигналы **WRIO** записи, **RDIO** чтения для периферийных устройств, управляемых КПДП.

Мультиплексор К555КП11 преобразует сигналы МП в описанные выше сигналы. Он имеет три состояния на выходе, что позволяет отключать сигналы управления МП, когда управление системой берет на себя КПДП.

Таким образом, информация между памятью и периферийным устройством передается без вмешательства центрального процессора. Если одновременно несколько каналов выдают запрос на ПДП, то передача будет проходить в пакетном режиме. В этом режиме передача по каналу низкого приоритета будет прерываться в случае появления запроса ПДП по каналу более высокого приоритета. После завершения передачи по каналу высокого приоритета управление передается каналу низкого приоритета при условии, что в этом канале все еще действует сигнал **DRQ**.

Сигнал **M128** КПДП указывает, что до конца передаваемого блока необходимо выполнить число циклов обмена, кратное

128. Сигнал **ТС** указывает периферийному устройству, что данный цикл КППД является последним циклом для передаваемого блока данных. Сигнал **АЕ** служит для блокировки шины адреса в устройствах, не участвующих в ПДП. Сигнал **STBA** используется как стробирующий при передаче старшего байта адреса памяти в буферный регистр K589IP12 с шины данных.

Все или часть из 12 старших разрядов адресных линий **A4-A15** (в зависимости от памяти системы и конфигурации средств ввода/вывода) обычно дешифруются для формирования сигнала выбора микросхемы **CS**, подаваемого на соответствующий вход КППД. КППД может быть подключен к системной шине как блок памяти, а не как устройство ввода/вывода. Сигнал начальной установки является асинхронным; он подается на вход **SR** от МП K1821BM85A. При подаче на вход **C** тактовых импульсов частотой 2 МГц КППД будет осуществлять передачу данных со скоростью 500К байт/с.

3.3. МОДУЛИ УПРАВЛЕНИЯ

НА ОСНОВЕ 8-РАЗРЯДНЫХ ОДНОКРИСТАЛЬНЫХ МИКРОЭВМ СЕРИИ K1816

На нижних уровнях управления мультипроцессорных систем, где допустимы короткие программы, малая емкость памяти данных и ограниченные возможности устройства ввода/вывода применяют 8-разрядные ОМЭВМ K1816 первого поколения. ОМЭВМ этого семейства – функционально законченные устройства, содержащие процессор, память программ и память данных, устройства ввода/вывода, тактовый генератор синхронизации и векторную систему прерываний [9, 42, 44].

В состав семейства входят четыре модификации ОМЭВМ с идентичной структурой и некоторыми отличиями по типу и емкости внутреннего ПЗУ, емкости внутреннего ОЗУ и быстродействию:

KP1816BE35 – с внешним ПЗУ, ОЗУ емкостью 64 байта и тактовой частотой 6 МГц;

KP1816BE39 – с внешним ПЗУ, ОЗУ емкостью 128 байт и тактовой частотой 11 МГц;

KM1816BE48 – с внутренним СППЗУ емкостью 1К байт с ультрафиолетовым стиранием, ОЗУ – 64 байта и тактовой частотой 6 МГц;

КР1816ВЕ49 – с внутренним масочно-программируемым по заказу пользователя ПЗУ емкостью 2К байта, ОЗУ – 128 байт и тактовой частотой 11 МГц.

ОМЭВМ КР1816ВЕ35 и КР1816ВЕ39, не имеющие внутреннего ПЗУ, позволяют разработчику использовать для хранения программ широкий набор внешних БИС ПЗУ. Для изделий, изготавливаемых малыми сериями, применяют ОМЭВМ КР1816ВЕ48 с перепрограммируемым внутренним ПЗУ. Использование ОМЭВМ КР1816ВЕ49 с масочным ПЗУ экономически целесообразно при создании МП-систем, которые будут изготавливать большими сериями.

ОМЭВМ имеют 8-разрядную внутреннюю архитектуру, единый набор команд и 12-разрядный программный счетчик. Общее количество команд, выполняемых ОМЭВМ, равно 96. Из них 68 команд – однобайтовые; 53 команды выполняются за один машинный цикл; 43 команды, в том числе 15 однобайтовых, выполняются за два машинных цикла. Выполнение двухбайтовых команд за два цикла связано с дополнительным обращением к памяти программ. Команды условно разделены на следующие группы: передачи данных, преобразования данных, передачи управления.

Двенадцатиразрядный программный счетчик используют для формирования текущего адреса команды. Он разбит на две части: счетчик младших разрядов (биты 0–7) и счетчик старших разрядов (биты 8–11). При использовании внешней памяти программ биты 0–7 поступают через линии $P0.0-P0.7$ порта $P0$ (рис. 3.5, а), а биты 8–11 – через линии $P2.0-P2.3$ порта $P2$. Счетчик обнуляется по сигналу общего сброса $\overline{SR} = 0$.

Для записи и выборки данных из ОЗУ используют два вида адресации: прямую и косвенную регистровую. Для организации обмена информацией ОМЭВМ с внешними устройствами служат три 8-разрядных порта $P0-P2$, два входа тестирующих сигналов и один вход запроса прерывания. Они обеспечивают связь ОМЭВМ с объектом управления по 27 линиям.

Порт $P0$ – 8-разрядный двунаправленный, с тремя состояниями. Его можно использовать в качестве статически фиксированного выходного или нефиксированного входного портов. Все восемь линий $P0.0-P0.7$ порта $P0$ могут быть заня-

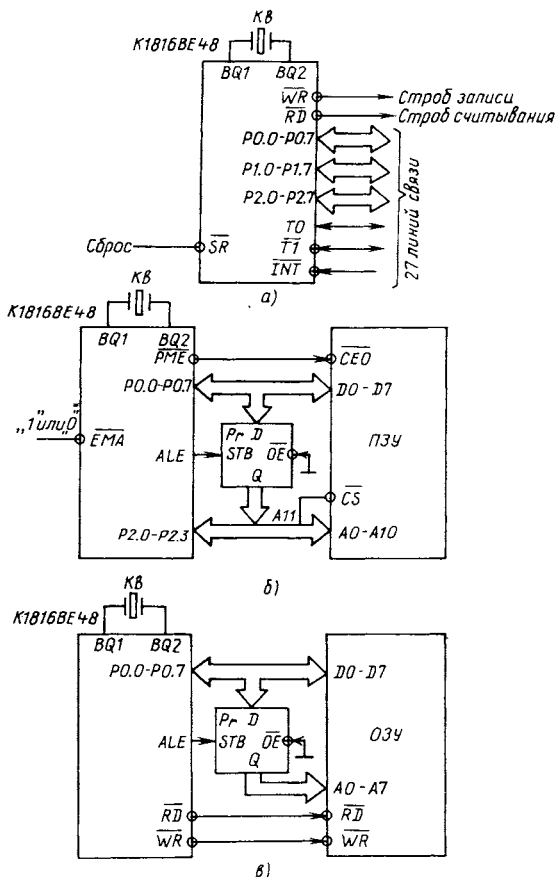


Рис. 3.5. Схема подключения выводов (а) и расширение памяти программ (б) и данных (в) ОМЭВМ КМ1816ВЕ48

ты одновременно только под ввод или только под вывод данных.

Данные, выводимые портом **P0**, сопровождаются стробом \overline{WR} записи. При вводе данных в порт **P0** формируется строб \overline{RD} считывания. Когда не происходит записи или считывания, линии порта **P0** находятся в состоянии высокого импеданса.

Порты **P1**, **P2** – квазидвунаправленные, имеющие идентичные характеристики. Квазидвунаправленность портов означает, что при вводе информации происходит поразрядное ло-

гическое умножение содержимого порта и вводимых данных. Данные, записанные в этих портах, фиксируются и не изменяются до перезаписи. Как входы эти линии не фиксируются, т.е. входные данные должны присутствовать до считывания по команде приема данных. Для использования портов $P1$, $P2$ в качестве входов ОМЭВМ по команде выдачи данных должна сформировать уровень "1" по соответствующим линиям. Порты $P1$ и $P2$ устанавливаются также в состояние "1" после подачи сигнала $\overline{SR} = 0$. Структура квазидвунаправленных портов $P1$, $P2$ позволяет смешивать входные и выходные линии внутри одного порта.

Кроме операций ввода/вывода информации предусмотрена возможность выполнения логических операций И, ИЛИ непосредственно на портах $P0-P2$. Три линии ввода/вывода $T0$, $\overline{T1}$ и \overline{INT} служат входами, проверяемыми командами условного перехода. Линия $T0$ используется также для выдачи тактовых сигналов, линия $\overline{T1}$ — как вход счетчика внешних событий для таймера/счетчика. Прекратить выдачу тактовых сигналов на линию $T0$ можно только сигналом $\overline{SR} = 0$.

Встроенный генератор — это последовательная резонансная схема, работающая в диапазонах 1–6 МГц или 1–11 МГц. При подключении к выводам $BQ1$ и $BQ2$ кварцевого осциллятора $Kв$ на 6 МГц машинный цикл составляет 2,5 мкс, а при подключении осциллятора на 11 МГц — 1,3 мкс. Может быть также использован внешний источник синхросигнала, подключаемый к выводу $BQ1$. Формирователь внутренних тактовых сигналов делит частоту встроенного генератора на три и вырабатывает внутренние тактирующие сигналы, которые могут быть поданы на вывод $T0$.

Восьмиразрядный таймер/счетчик может быть использован для подсчета внешних событий или для генерирования временных интервалов. Минимальный период следования сигналов на линии $\overline{T1}$ равен трем машинным циклам, максимальный период не ограничивается. В режиме счета внутренних сигналов вход таймера/счетчика соединяется с делителем частоты генератора тактовых сигналов ОМЭВМ. Период следования сигналов на выходе делителя фиксирован и равен 32 машинным циклам. При переполнении таймера/счетчика его содержимое устанавливается в состояние "0" и генерируется прерывание, если оно разрешено.

В ОМЭВМ К1816 реализована система векторного прерывания от двух источников: внешнего и внутреннего. Для внешнего аппаратного прерывания используется линия INT. Запрос на внутреннее прерывание представляет собой сигнал переполнения, поступающий от таймера/счетчика. Запрос снимается после его обслуживания или по сигналу SR = 0. Система прерывания в ОМЭВМ – фиксированная по приоритету. Прерывание по входу INT имеет старший приоритет. Каждый из векторов прерываний может быть разрешен или запрещен программно.

Организация ОМЭВМ и ее система команд допускает в случае необходимости расширение памяти программ и памяти данных за счет подключения БИС ПЗУ и ОЗУ (см. рис. 3.5, б и в).

Режим работы ОМЭВМ с внешней памятью программ реализуется, если внутренней памяти недостаточно. В этом случае можно совместно использовать внутреннюю и внешнюю память программ общей емкостью до 4К байт (сигнал переключения в режим работы с внешней памятью EMA = 0) или только внешнюю память с максимальной емкостью до 4К байт (сигнал EMA = 1). При работе с внешней памятью программ выдача младших разрядов адреса A0–A7 и прием кода D0–D7 команд из нее осуществляется через линии P0.0–P0.7 порта P0. Старшие разряды адреса A8–A11 поступают через линии P2.0–P2.3 порта P2. При этом фиксация адреса осуществляется по сигналу ALE, а прием команды в ОМЭВМ – по сигналу PME.

Расширение памяти данных осуществляется путем подключения дополнительных БИС ОЗУ емкостью до 256 байт. Общая емкость ОЗУ может достигать таким образом 320 байт (ОМЭВМ КР1816ВЕ35, КМ1816ВЕ48) или 384 байт (ОМЭВМ КР1816ВЕ39, КР1816ВЕ49). Обмен информацией между ОМЭВМ и внешним ОЗУ в этом случае осуществляется через линии P0.0–P0.7 порта P0 по сигналам чтения RD и записи WR.

При необходимости дальнейшего увеличения емкости внешнего ОЗУ можно реализовать программный способ адресации с использованием линий P2.0–P2.3 порта P2. В этом случае емкость внешнего ОЗУ может быть увеличена до требуемой страницами по 256 байт в каждой.

Наиболее часто ОМЭВМ К1816 первого поколения применяют

в системах управления тиристорными преобразователями и инверторами. На рис. 3.6, а приведен пример использования ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 для управления нереверсивным тиристорным преобразователем ЦЭП постоянного тока. Программные средства ОМЭВМ выполняют функции формирования кода цифровой развертки, сравнения его с кодом управления, введения ограничений и распределения импульсов по тиристорам.

Для формирования кода цифровой развертки используется запрос прерывания, поступающий от синхронизатора по линии INT ОМЭВМ с частотой 300 Гц. Запрос прерывания жестко синхронизирован с переходами напряжений фаз сети через нуль. Код цифровой развертки, сформированный ОМЭВМ, сравнивается с кодом управления N_y , поступающим через линии

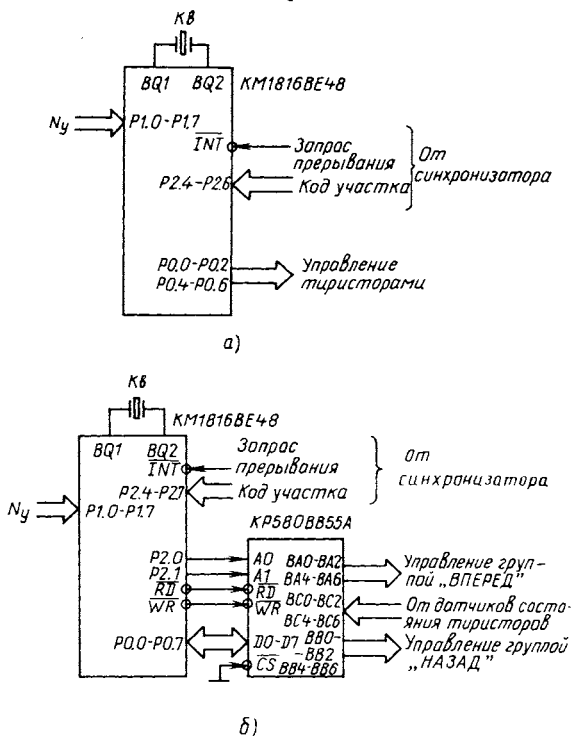


Рис. 3.6. Использование ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 для управления нереверсивным (а) и реверсивным (б) тиристорными преобразователями

P1.0–P1.7 порта *P1*. В моменты их совпадения формируются импульсы управления, которые распределяются по тиристорам. Распределение импульсов осуществляется согласно коду участка, поступающему от синхронизатора по линиям *P2.4–P2.6* порта *P2*. Сигналы управления тиристорами передаются по линиям *P0.0–P0.2* и *P0.4–P0.6* порта *P0*. Свободные линии *P0.3* и *P0.7* порта *P0* могут быть использованы для контроля.

Для увеличения числа линий ввода/вывода может быть использована БИС КР580ВВ55А программируемого параллельного интерфейса [43, 75]. БИС КР580ВВ55А может быть запрограммирована для выполнения самых различных функций. У нее имеются три 8-разрядных порта *A*, *B* и *C* ввода/вывода. Порты *A* (линии *BA0–BA7*) и *B* (линии *BB0–BB7*) идентичны. Порт *C* разделен на два 4-разрядных порта (линии *BC0–BC3* и *BC4–BC7*), которые могут быть использованы либо как порты ввода/вывода, либо для целей управления. Периферийный интерфейс подключается к линиям *P0.0–P0.7* порта *P0* (рис. 3.6, б).

Режимы работы каждого из портов *A*, *B* и *C* БИС КР580ВВ55А программируются с помощью управляющего слова. Управляющее слово может задать один из трех режимов: режим 0 – ввода/вывода, режим 1 – стробируемого ввода/вывода, режим 2 – двунаправленной передачи информации.

Режим 0 является основным. Его применяют при синхронном обмене и при программной организации асинхронного обмена посредством портов *A*, *B* и *C*, независимо настраиваемых на ввод или вывод. Если сигнал выбора БИС $\overline{CS} = 0$ и при этом сигналы $\overline{RD} = 0$ и $\overline{WR} = 1$, то реализуется операция ввода данных в ОМЭВМ. В зависимости от уровней сигналов адресных линий *A0* и *A1* на шину данных поступает байт информации из портов *A*, *B* или *C*. Если же сигнал $\overline{CS} = 0$, а сигналы $\overline{RD} = 1$ и $\overline{WR} = 0$, то реализуется операция вывода данных из ОМЭВМ. В зависимости от уровней сигналов адресных линий *A0* и *A1* байт, поступивший на шину данных, пересылается в порт *A*, *B* или *C*.

Режим 1 обеспечивает стробируемый односторонний обмен информацией с внешним устройством. Передача данных производится через порты *A* и *B*, а по линиям *BC0–BC2* и *BC3–BC5* порта *C* осуществляется управление передачей.

Режим 2 обеспечивает двунаправленную передачу информации через порт **A** к внешнему устройству и обратно. Процесс обмена сопровождаются пять управляющих сигналов, подаваемых по линиям **BC3–BC7**.

На рис. 3.6, **б** приведен пример использования ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 с БИС КР580ВВ55А, работающей в режиме 0, для управления реверсивным тиристорным преобразователем. Программные средства ОМЭВМ в этом случае выполняют функции, аналогичные описанным выше. Для реализации раздельного управления группами тириستоров ОМЭВМ выполняет также функции логического переключающего устройства, анализирующего знак кода управления N_y и информацию, поступающую от датчиков состояния тириستоров. Код управления N_y поступает в ОМЭВМ через линии **P1.0–P1.7** порта **P1**, информация от датчиков состояния тиристоров – через линии **BC0–BC2** и **BC4–BC6** порта **C**. Через линии **BA0–BA2** и **BA4–BA6** порта **A** выводятся сигналы управления тиристорами группы "ВПЕРЕД", а через линии **BB0–BB2** и **BB4–BB6** порта **B** тиристорами группы "НАЗАД". На основе анализа информации, поступающей от датчиков состояния тиристоров и кода участка, можно проводить диагностирование вентилей преобразователя.

Применение дополнительных периферийных БИС позволяет построить на основе ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 простую и надежную систему управления инвертором электропривода переменного тока с АД (рис. 3.7).

В состав инвертора **И** входят шесть основных и шесть вспомогательных тириستоров. Питание инвертора осуществляется от тиристорного управляемого выпрямителя **УВ**. Управление выпрямителем реализовано на основе БИС КР580ВИ53 трехканального программируемого таймера, выполняющего функции СИФУ. Особенности работы такого СИФУ были рассмотрены в п. 3.2. Запуск счетчиков таймера осуществляется подачей импульсов управления на входы **CE0–CE2**, формируемых синхронизатором **С**. Для включения тиристоров управляемого выпрямителя **УВ** используются выходные сигналы таймера **OUT0–OUT2**. На входы **C0–C2** поступает последовательность тактовых импульсов **ТИ**.

Для увеличения числа линий ввода/вывода используется БИС КР580ВВ55А программируемого параллельного интерфейса.

Основные тиристоры инвертора **И** управляются через линии **BA0-BA2** и **BA4-BA6** порта **A**, вспомогательные – через линии **BB0-BB2** и **BB4-BB6** порта **B**. Вход **T0** ОМЭВМ используется для контроля выключения главных тиристоров.

На адресные входы **A0** и **A1** БИС по линиям **P2.0** и **P2.1** порта **P2** ОМЭВМ поступает код выбора канала. Выбор БИС (сигналы **CS**) осуществляется по линиям **P2.2** и **P2.3** порта **P2**.

Появление ОМЭВМ К1816 второго поколения, обладающих расширенными функциональными возможностями, позволяет создавать на их основе эффективные, высоконадежные устройства управления [15, 53]. Это семейство ОМЭВМ имеет три модификации:

К1816ВЕ31 – с внешним ПЗУ;

К1816ВЕ51 – с внутренним масочно-программируемым ПЗУ емкостью 4К байта;

К1816ВЕ751 – с внутренним СППЗУ емкостью 4К байта с ультрафиолетовым стиранием информации.

Все модификации ОМЭВМ имеют ОЗУ емкостью 128 байт. При частоте тактового генератора, равной 12 МГц, длительность машинного цикла составляет 1 мкс. ОМЭВМ имеют 8-разрядную внутреннюю архитектуру, единый набор команд и 16-разрядный программный счетчик. Общее число команд

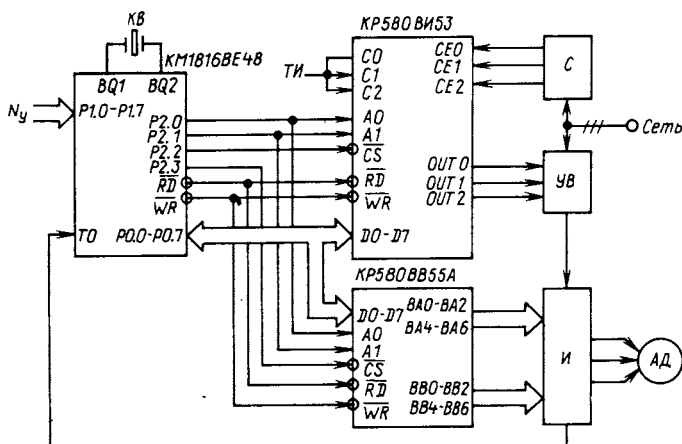


Рис. 3.7. МП-система управления тиристорного ЦЭП переменного тока

ОМЭВМ увеличено до 111. Из них 64 команды выполняются за один машинный цикл, а 45 команд – за два машинных цикла. Операции умножения и деления выполняются за четыре машинных цикла. В ОМЭВМ используются четыре вида адресации: регистровая, прямая, косвенная регистровая, непосредственная.

Четыре 8-разрядных порта **P0–P3** ввода/вывода обеспечивают связь ОМЭВМ с объектом управления по 32 линиям. Назначение и характеристики портов **P0–P2** аналогичны описанным выше для ОМЭВМ К1816 первого поколения. Линии порта **P3** кроме функции ввода/вывода могут иметь и другое назначение. Например, как показано на рис. 3.8, линии **P3.0** и **P3.1** могут быть использованы как вход \overline{RxD} и выход \overline{TxD} последовательного порта, линии **P3.2** и **P3.3** – как входы $\overline{INT0}$ и $\overline{INT1}$ внешних запросов прерываний, линии **P3.4** и **P3.5** – как входы **T0** и **T1** счетчиков внешних событий. Линии **P3.6** и **P3.7** могут быть использованы для передачи сигналов разрешения записи \overline{WR} и чтения \overline{RD} при работе с внешней памятью данных.

Последовательный порт ОМЭВМ выполняет функции универсального асинхронного приемопередатчика, имеющего скорость обмена до 1000К бит/с. Он может быть использован для связи с ЭВМ следующего иерархического уровня.

Два 16-разрядных таймера/счетчика предназначены для подсчета числа внешних событий и для формирования управляемых с помощью программных средств временных задержек.

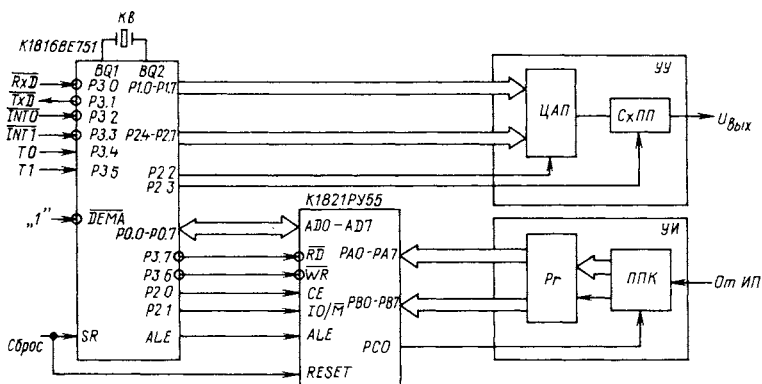


Рис. 3.8. МП-система ЦЭП с комбинированным управлением

Запрос прерывания ОМЭВМ может быть вызван: переполнением таймеров/счетчиков, состоянием последовательного порта и внешними запросами прерывания. Каждый из источников прерывания может иметь один из двух уровней приоритета. Имеется возможность запрета прерывания от любого источника.

На основе ОМЭВМ K1816BE751 можно реализовать комбинированное управление ЦЭП с релейным контуром тока, аналогично схеме, приведенной на рис. 1.4. Функциональная схема МП-системы такого ЦЭП приведена на рис. 3.8. В состав МП-системы кроме ОМЭВМ K1816BE751 входит БИС K1821PY55 статического ОЗУ емкостью 256 байт с портами ввода/вывода. Порты *A*, *B* и *C* БИС K1821PY55 обслуживают устройство измерения *УИ*, преобразующее сигнал *ИП* в 16-разрядный двоичный код. Устройство измерения *УИ* аналогично устройству, описанному в п. 3.2.

По линиям *P1.0–P1.7* порта *P1* и линиям *P2.4–P2.7* порта *P2* 12-разрядный код подается на регистр ЦАП устройства управления *УУ*. Запись кода осуществляется по команде, передаваемой по линии *P2.2* порта *P2*. Полярность выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ устройства управления формируется схемой переключения полярности *CхПП* и задается сигналом, поступающим по линии *P2.3* порта *P2*.

Каждый тип памяти может быть расширен независимо от другого за счет подключения внешних устройств емкостью до 64К байт. При этом используются одни и те же адреса и шины данных, но управление осуществляется разными сигналами.

В общем случае при работе с внешней памятью линии *P0.0–P0.7* порта *P0* используются для вывода младшего байта адреса *A0–A7*, мультиплексированного по времени с вводом/выводом байта данных *D0–D7*. Старшие разряды адреса *A8–A15* выводятся через линии *P2.0–P2.7* порта *P2*. При работе с внешней памятью во всех случаях адрес фиксируется по сигналу *ALE*.

Прием и выдача информации при работе с внешней памятью данных осуществляется по сигналам управления *RD* и *WR*. При малой емкости внешней памяти данных она может быть расширена страницами по 256 байт каждая. При этом линии

зуют 8-разрядные адресные регистры КР580ИР82 или КР580ИР83 (с инверсией), имеющие повышенную нагрузочную способность [41]. В зависимости от состояния стробирующего сигнала STB адресные регистры могут работать в двух режимах: при $STB = 1$ и $\overline{OE} = 0$ они работают в режиме шинного формирователя, а при $STB = 0$ и $\overline{OE} = 0$ – в режиме хранения информации. При подаче сигнала $\overline{OE} = 1$ выходы адресных регистров переходят в состояние высокого импеданса независимо от уровней входных сигналов.

Для увеличения нагрузочной способности адресной шины (старшие разряды $A8-A15$) и шины данных (разряды $D0-D7$) используются 8-разрядные шинные формирователи КР580ВА86 или КР580ВА87 (с инверсией) [41]. В зависимости от уровней сигналов \overline{OE} разрешения и T выбора направления шинные формирователи могут работать в режиме "ПЕРЕДАЧА" или в режиме "ВЫКЛЮЧЕНО".

3.4. МОДУЛИ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ 16-РАЗРЯДНОГО МП-КОМПЛЕКТА СЕРИИ К1810

МП-комплект серии К1810 включает в свой состав следующие БИС [9], используемые при построении модулей управления ЦЭП:

КМ1810ВМ86 – однокристалльный 16-разрядный МП, имеющий быстродействие до 2,5 млн. операций/с при выполнении регистровых команд и обеспечивающий возможность прямой адресации памяти емкостью до 1 Мбайта и устройств ввода/вывода емкостью до 64К байт;

КМ1810ВМ88 – однокристалльный 16-разрядный МП, но с 8-разрядной внешней магистралью; имеет систему команд, емкость адресуемой памяти и устройств ввода/вывода, идентичные с МП КМ1810ВМ86; за счет увеличения вдвое времени выборки 16-разрядных слов производительность его ниже, чем у прототипа;

КМ1810ВМ87 – однокристалльный 16-разрядный сопроцессор с быстродействием, примерно в 2 раза большим, чем быстродействие у КМ1821ВМ85А, емкостью адресуемой памяти до 1 Мбайт и системой команд, аналогичной МП КМ1810ВМ86;

КР1810ГФ84 – генератор тактовых сигналов;

KP1810BH59A – программируемый контроллер прерываний;

KP1810BG88 – системный контроллер;

KP1810BB89 – арбитр системной шины;

KP1810IP82, KP1810IP83 – буферные регистры с прямыми и инверсными выходами;

KP1810BA86, KP1810BA87 – шинные формирователи с прямыми и инверсными выходами.

БИС МП-комплекта серии K1810 можно использовать совместно с программируемым контроллером ПДП KP580BT57, а также с другими БИС МП-комплекта серии K580.

МП KM1810BM86 предназначен для использования в качестве центрального процессора при построении МП-систем различной сложности от простейших однопроцессорных до высокопроизводительных мультипроцессорных систем [27, 36, 42, 44].

Общее количество команд МП KM1810BM86 равно 135. По функциональному назначению они подразделяются на команды: передачи данных, арифметические, поразрядной обработки данных, обработки строк данных, передачи управления, управления процессором. Форматы команд МП KM1810BM86 имеют различные длины от 1 до 6 байт.

Для вычисления адресов операндов, размещенных в памяти, используют 24 режима адресации, в том числе непосредственный, прямой, регистровый, регистровый косвенный, регистровый относительный, базовый индексный, относительный базовый индексный. МП имеет гибкую структуру средств обработки внутренних, программных и внешних прерываний. Максимальное число типов прерываний составляет 256.

В зависимости от требований, предъявляемых к системе, МП KM1810BM86 включается в минимальном или максимальном режиме, которые отличаются способом формирования сигналов обмена и соответственно возможностями реализуемых систем. Минимальный режим (рис. 3.10), при котором вывод *MN/MX* подключается к шине $+5\text{ В}$, ориентирован на применение МП в однопроцессорных системах, содержащих небольшое число устройств. В состав такой МП-системы входят: МП KM1810BM86, генератор тактовых импульсов KP1810GF84, программируемый контроллер прерываний KP1810BH59, три буферных регистра KP1810IP82, обеспечивающих фиксацию адреса, и два двунаправленных шинных формирователя KP1810BA86.

Всего в МП КМ1810ВМ86 имеется 20 адресных линий. По четырем старшим адресным линиям **A16/SA3–A19/SA6** в мультиплексном режиме передаются еще и сигналы состояния системы. Линии **AD0–AD15** образуют 16-разрядную мультиплексную шину адресов и данных.

Физически область памяти МП КМ1810ВМ86 организуется как два банка (старший и младший) по 512К байт каждый. Для адресации ячеек памяти в каждом банке используются разряды **A1–A19** шины адреса МП. МП формирует сигналы **BHE** и **A0**, используемые для выбора старшего или младшего банков памяти, соответственно. Данные (1 байт) с четным адресом пересылаются по линиям **D0–D7**, а данные (1 байт) с нечетным адресом – по линиям **D8–D15** шины данных.

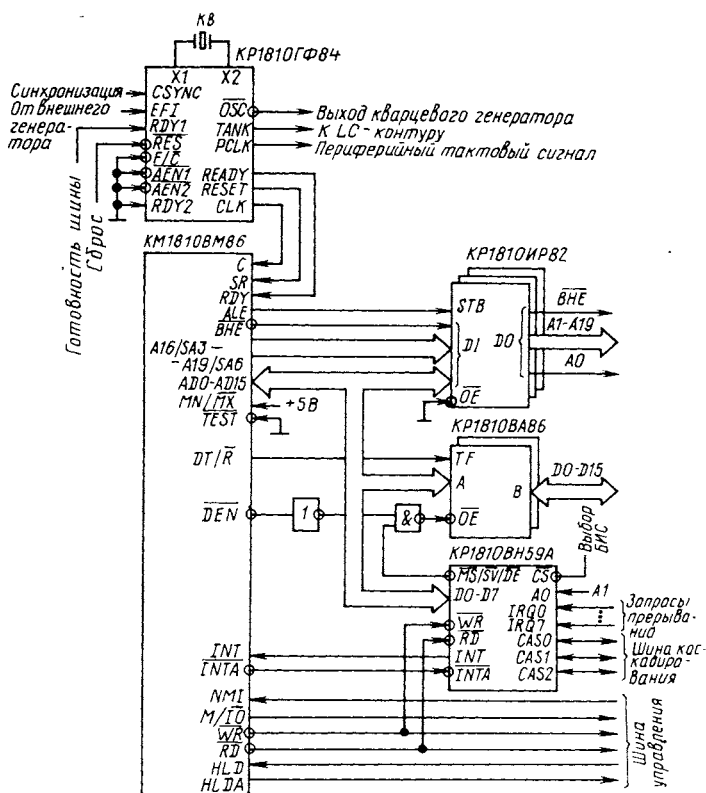


Рис. 3.10. Минимальный режим МП КМ1810ВМ86

Пространство адресов ввода/вывода МП адресуется младшими 16 разрядами 20-разрядного адреса. Физически пространство адресов ввода/вывода организуется как 32К 16-разрядных слов.

Устройства ввода/вывода могут размещаться в пространстве адресов памяти МП, при этом над их содержимым можно совершать действия, аналогичные действиям над содержимым памяти.

В минимальном режиме МП непосредственно вырабатывает сигналы управления *ALE*, *DT/R*, *DEN*, *M/IO*, *RD*, *WR*, *INTA* в соответствующей временной последовательности, а также обеспечивает доступ к системной шине по запросу контроллера ПДП, используя сигналы *HLD* (захват) и *HLDA* (подтверждение захвата).

Для занесения адресной информации на внешний регистр адреса используется стробирующий сигнал *ALE*. В цикле чтения вырабатывается сигнал *RD*, а в цикле записи – сигнал *WR*. Сигналом *M/IO* определяется тип адресуемого пространства (память или устройства ввода/вывода).

Для управления шинными формирователями, обеспечивающими развязку шины адреса/данных (*AD0-AD15*) МП от системной шины данных (*D0-D15*), используются сигналы *DT/R* (выдача/прием данных) и *DEN* (разрешение передачи данных).

Запросы внешних прерываний поступают на МП по входам *INT* (маскируемые) и *NMI* (немаскируемые). Если прерывания разрешены и получен сигнал *INT*, то МП формирует сигнал подтверждения *INTA*. МП КМ1810ВМ86 может быть синхронизирован по отношению к внешним событиям с помощью сигнала *TEST* (проверка).

Для запуска или установки МП в исходное состояние используют сигнал *SR*, формируемый генератором тактовых сигналов (ГТС) КР1810ГФ84. Сигналы синхронизации МП на выходе *CLK* ГТС формируются задающим генератором, стабилизируемым внешним кварцевым осциллятором Кв, подключенным к входам *X1* и *X2*. При использовании кварцевого осциллятора возможна работа на его гармониках. В этом случае к выводу *TANK* подключается резонансный *LC*-контур. Задающим может также служить внешний генератор импульсов, подключаемый на вход *EFI*. Вход *F/C* используется для выбора задающего

генератора: $F/\bar{C} = 0$ соответствует внутреннему, а $F/\bar{C} = 1$ — внешнему генератору.

Вход внешней синхронизации **CSYNC** используется в системах с несколькими генераторами, работающими синхронно. Для синхронизации внешних устройств, работающих на пониженной частоте, на выходе **PCLK** ГТС формируются тактовые импульсы с частотой в 2 раза меньшей, чем на выходе **CLK**. Кроме того, на выход **OSC** подается синусоидальное напряжение кварцевого генератора.

ГТС формирует также сигнал **RESET** начальной установки МП из внешнего сигнала **RES** и сигнал готовности **READY**. Сигнал **READY** управляет режимом ожидания МП и позволяет обеспечить сопряжение во времени работы МП с работой внешних устройств, имеющих меньшее быстродействие. В ГТС сигнал **READY** формируется триггером синхронизации готовности, который по входам **RDY1**, **AEN1** и **RDY2**, **AEN2** управляется от двух внешних устройств системы. Входы **RDY1** и **RDY2** определяют готовность этих устройств, а на входы **AEN1** и **AEN2** подаются сигналы разрешения анализа соответствующих сигналов готовности.

Обработку прерываний от внешних устройств в МП-системе выполняет программируемый контроллер прерываний (ПКП) KP1810BH59A. Один ПКП KP1810BH59A управляет восемью уровнями прерывания и имеет внутренние возможности для расширения их до 64 путем соединения аналогичных микросхем с помощью специальной шины **CAS0-CAS2**. Уровни приоритета входов запросов устанавливаются программным путем.

Режим работы ПКП устанавливается с помощью его программирования как устройства ввода/вывода. В режиме программирования запись слов команд ПКП осуществляется при $\overline{CS} = 0$ и $\overline{WR} = 0$. В режиме программирования чтение информации осуществляется при $\overline{CS} = 0$ и $\overline{RD} = 0$.

В режиме обслуживания при $\overline{CS} = 1$ ПКП выполняет команды подпрограммы обслуживания запросов. Сигналы, поступающие на входы **IRQ0-IRQ7**, фиксируются в регистре запросов прерывания с учетом состояния регистра маскирования прерываний. После обработки в схеме определения приоритета прерывание с высшим приоритетом фиксируется в регистре обслуживания прерывания. ПКП инициирует сигнал **INT**, поступающий на МП. МП выдает последовательно два сигнала **INTA**.

MN/MX подключается к шине "0", ориентирован на применение в сложных одно- и мультипроцессорных системах. При работе в этом режиме изменяются функции некоторых выводов МП.

В такой МП-системе функции управления каналом берет на себя системный контроллер шины (СКШ) KP1810BG88. Он дешифрирует три сигнала состояния SA0-SA2, поступающие из МП, и выдает расширенный набор сигналов управления: IORC, IOWC, MRDC, MWTC, AIOWC, AMWC и INTA.

По сигналу IORC интерфейс ввода/вывода помещает данные из адресованного порта на шину данных; по сигналу IOWC интерфейс ввода/вывода принимает данные с шины данных и загружает их в адресуемый порт; по сигналу MRDC устройства памяти помещают на шину данных содержимое адресованной ячейки памяти; по сигналу MWTC устройства памяти принимают данные с шины данных и помещают их в адресованную ячейку памяти. Сигналы AIOWC и AMWC выполняют те же функции, что и сигналы IOWC и MWTC, но выдаются с опережением. С их помощью медленным интерфейсам дается дополнительный такт синхронизации для подготовки к приему данных. Выходной сигнал INTA = 0 определяет момент начала обработки запроса прерывания от внешнего устройства.

Сигналы ALE, DT/R и DEN такие же, что и выдаваемые МП в минимальном режиме (сигнал DEN инвертирован). Вход CLK позволяет синхронизировать действия СКШ и МП. Сигналы AEN, IOB и CEN предназначены для использования в мультипроцессорных системах и будут рассмотрены ниже. В однопроцессорной системе линии AEN и IOB обычно заземляются, а на вход CEN подается уровень "1".

Назначение выходного сигнала MCE/PDEN зависит от режима, определяемого сигналом IOB на входе СКШ: это разрешение работы ведущего контроллера прерываний при каскадировании (IOB = 0) или разрешение передачи данных периферийным устройствам в многшинных конфигурациях (IOB = 1). Если в системе прерываний имеется только один контроллер, то сигнал MCE/PDEN не используется.

Двунаправленные линии RQ/GTO и RQ/GT1 предназначены для организации захвата системной шины другими устройствами. Вход запроса захвата RQ/GTO имеет более высокий приоритет. Вывод LOCK, так же как и рассмотренные линии RQ/GTO и RQ/GT1, служит для организации взаимодействия МП

с внешними устройствами. Активный сигнал $\overline{LOCK} = 0$ (канал занят) позволяет в случае необходимости запретить захват шин МП внешними устройствами. Сигналы $QS0$ и $QS1$ позволяют внешней по отношению к МП системе опросить состояние очереди и определить текущую выполняемую команду.

Эффективным с точки зрения повышения производительности МП-системы является использование наряду с основным МП КМ1810ВМ86 вспомогательного арифметического сопроцессора КМ1810ВМ87. Функциональная схема такой МП-системы приведена на рис. 3.12. Сопроцессор выполняет операции над целыми числами с плавающей запятой при длине слова от 2 до 10 байт. В систему команд сопроцессора входят не только операции сложения и вычитания (время выполнения не более 14–18 мкс), умножения (18 мкс при одинарной и

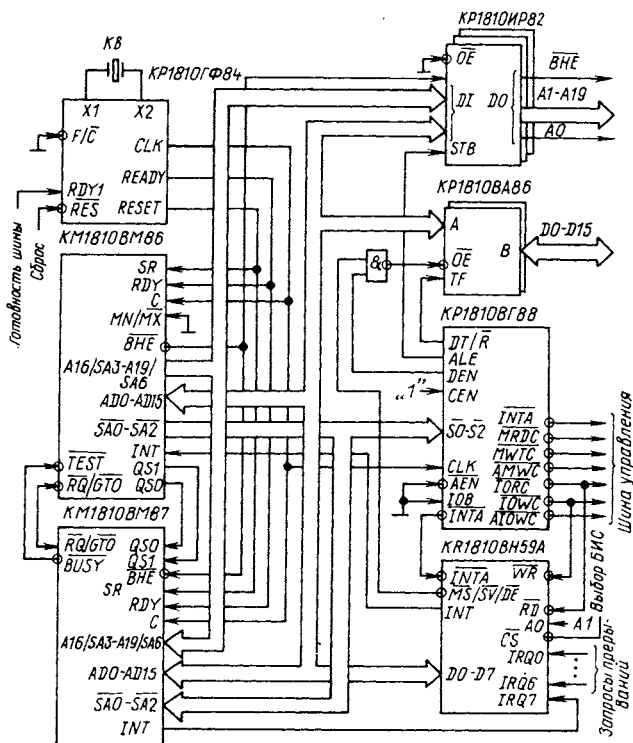


Рис. 3.12. Схема подключения арифметического сопроцессора КМ1810ВМ87 к МП КМ1810ВМ86

27 мкс при двойной точности) и деления (39 мкс), но и такие функции, как извлечение квадратного корня (36 мкс), нахождение тангенса (110 мкс) и др.

Сопроцессор KM1810BM87 не имеет возможности самостоятельно выбирать команды и может работать только в паре с МП KM1810BM86, который в этом случае должен быть установлен в максимальный режим. Связь между ними достигается простым соединением одноименных выводов обоих процессоров. Оба процессора имеют общие ГТС и СКШ. Команды, передаваемые по линиям *AD0-AD15*, поступают на оба процессора одновременно. Однако сопроцессор только контролирует состояние МП по линиям *SA0-SA2* и отслеживает прохождение его команд. После того как появится команда, адресованная сопроцессору, последний по сигналам *QS0* и *QS1* начинает анализировать состояние очереди команд. Приступая к выполнению команды, сопроцессор KM1810BM87 формирует сигнал занятости *BUSY* = 1, который подается на вход *TEST* МП и задерживает его в состоянии ожидания на время выполнения команды. Отметим, что, находясь в состоянии ожидания, МП анализирует запросы прерывания и при необходимости может их обслужить. Закончив выполнение команды, сопроцессор устанавливает сигнал *BUSY* = 0, делая активным сигнал на входе *TEST*, что выводит МП из состояния ожидания.

МП обладает преимущественным правом использования шины. Когда у сопроцессора возникает необходимость использования шины, например при пересылке результата операции в память, он посылает запрос на предоставление шины МП по линии *RQ/GT0*. МП по этой же линии выдает сигнал разрешения на использование шины сопроцессору. После того как сопроцессор выполнит действия, связанные с использованием шины, он вновь посылает сигнал по линии *RQ/GT0*, свидетельствующий об окончании использования.

Сопроцессор KM1810BM87 имеет эффективные аппаратно-программные средства защиты от ошибок. Причем каждый из шести типов ошибок индивидуально маскируется от формирования запроса прерывания. Сигнал *INT* сопроцессора подается на один из входов контроллера прерываний в соответствии с выбранным для этого случая приоритетом.

На рис. 3.13 приведен один из возможных вариантов организации запоминающих устройств МП-системы. В состав

устройства памяти входят резидентные ОЗУ для хранения данных и ПЗУ для хранения программ. ОЗУ статического типа может быть реализовано на двух БИС КР537РУ8А с организацией $2K \times 8$ бит, перепрограммируемое ПЗУ – на двух БИС К573РФ6А с организацией $8K \times 8$ бит со стиранием информации ультрафиолетовым облучением. ОЗУ организовано в виде двух 8-разрядных банков данных по 2K байта каждый. Управление доступом осуществляется сигналами **MRDC**, **MWTC**, **BHE** и **A0**. ПЗУ организовано в виде единого 16-разрядного блока, считывание информации из которого всегда осуществляется словами без учета состояния линий **BHE** и **A0**.

Для организации логики выборки БИС в МП-системе использованы две микросхемы ППЗУ К556РТ17 аналогично варианту, описанному в [80]. Организация ППЗУ – 512×8 бит. БИС **D2** реализует размещение в адресном пространстве блоков резидентного ОЗУ и ПЗУ. Эта же БИС с помощью сигнала **IOE** выделяет область ввода/вывода объемом в 1K слов для резидентных периферийных устройств. На БИС **D1** реализована логика выборки БИС периферийных устройств. Все 8-разрядные массивы портов программируемых периферийных БИС размещены в младшем банке пространства ввода/вывода.

A0 - A19

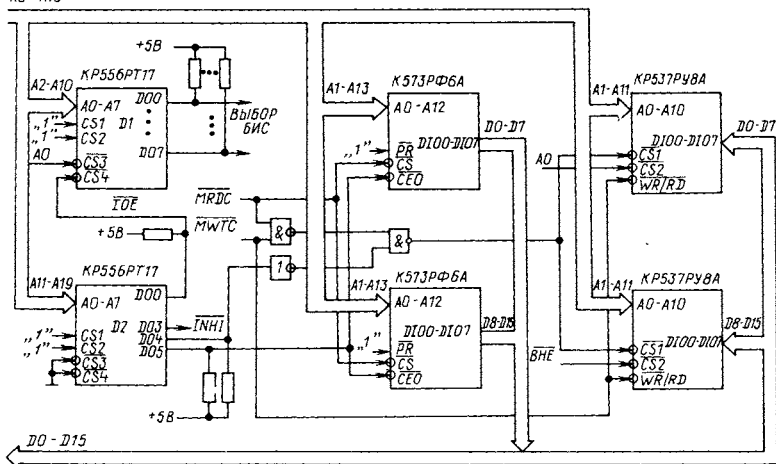


Рис. 3.13. Организация запоминающих устройств МП-системы на основе БИС СППЗУ К573РФ6А и ОЗУ КР537РУ8А

Поэтому выбор БИС осуществляется лишь при $A0 = 0$ без учета состояния сигнала **ВНЕ**. Интерфейс можно спроектировать и так, что регистры устройства ввода/вывода будут считаться ячейками памяти. Генерируемый логикой выборки БИС сигнал **INHI** может служить сигналом запрета работы системной памяти, если ее физические ячейки расположены в адресном пространстве резидентного ОЗУ или ПЗУ. Линия **INHI** выполнена по схеме с открытым коллектором.

Устройства ввода/вывода МП-системы могут быть построены на основе БИС программируемого параллельного интерфейса КР580ВВ55А и БИС программируемого последовательного интерфейса КР580ВВ51А. На основе двух БИС КР580ВВ55А можно реализовать 16-разрядный интерфейс, который осуществляет обмен целыми словами и тем самым увеличивает эффективность циклов шины. Схема такого 16-разрядного интерфейса приведена на рис. 3.14. Линии **A1** и **A2** шины адреса подключены на входы **A0** и **A1** обеих микросхем; таким образом из пар портов **ВА**, **ВВ** и **ВС** организуются 16-разрядные порты. Нижняя БИС КР580ВВ55А занимает четыре смежных четных адреса, а верхняя — четыре смежных нечетных адреса. Если разряды **A13–A15** соответствуют адресу выбираемой дешифратором **ДшА** БИС, то он выдает сигнал "0". Если для нижней микросхемы сигналы выбора БИС и **A0**

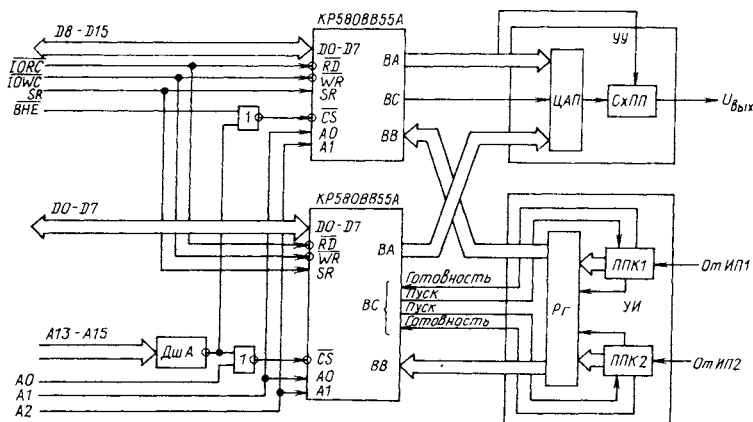


Рис. 3.14. Шестнадцатиразрядный параллельный интерфейс на основе БИС КР580ВВ55А

равны "0", то на вход \overline{CS} подается сигнал "0". В верхней микросхеме для получения $\overline{CS} = 0$ необходимо, чтобы нулевые значения имели сигналы выбора БИС и \overline{BHE} (этим допускается раздельная адресация микросхем). Сигналы управления считыванием, записью и сбросом подаются на входы \overline{RD} , \overline{WR} и \overline{SR} обеих микросхем.

По линиям портов \overline{BA} двух БИС КР580ВВ5А двоичный код поступает на вход ЦАП устройства управления $\overline{УУ}$. Код на регистр ЦАП может записываться путем подачи соответствующего сигнала по линии порта \overline{BC} . Старший разряд кода является знаковым. Он подается на схему переключения полярности $\overline{CxПП}$, которая формирует биполярное выходное напряжение $U_{\text{вых}}$.

Линии портов \overline{BB} БИС КР580ВВ5А выделены для приема в мультиплексном режиме 16-разрядных двоичных кодов положения, формируемых преобразователями перемещение-код $\overline{ППК1}$ и $\overline{ППК2}$, путем обработки сигналов измерительных преобразователей $\overline{ИП1}$ и $\overline{ИП2}$ соответственно. Формирование кодов и их прием выполняются в следующей последовательности. МП через линию порта \overline{BC} формирует сигнал "Пуск", который запускает внутреннюю схему синхронизации опрашиваемого ППК. Затем двоичный код этого ППК заносится на регистр \overline{Pz} устройства измерения $\overline{УИ}$ и формируется сигнал "Готовность" для МП. Свободные линии порта \overline{BC} могут быть использованы для тестового контроля.

БИС последовательного интерфейса КР580ВВ51А (рис.3.15) представляет собой универсальный синхронно-асинхронный приемопередатчик (УСАПП) и предназначена для организации обмена между МП и внешними устройствами в последовательном формате [43, 75]. При синхронном обмене данные передаются в виде массивов слов, а для синхронизации запуска при приеме данных используются один или два символа. В асинхронном режиме работы формат данных включает нулевой старт-бит, биты данных, контрольный бит и стоп-биты. Обмен данными в синхронном режиме производится со скоростью до 64К бод, а в асинхронном режиме со скоростью передачи до 19,2К бод. Длина передаваемых символов составляет от 5 до 8 бит. Режим работы УСАПП задается программно путем загрузки в него управляющих слов из МП.

Для управления работой устройств УСАПП необходимы единственная адресная линия A2, подключаемая ко входу CO/D, сигнал выбора БИС CS, а также сигналы RD и WR (чтения и записи информации). При уровнях сигналов CS = 0 и RD = 0, WR = 1 УСАПП воспринимает запрос МП как операцию ввода и передает ему через шину данных D0-D7 1 байт информации. Этот байт может быть байтом данных, полученным через последовательный ввод RxD, если CO/D имеет уровень

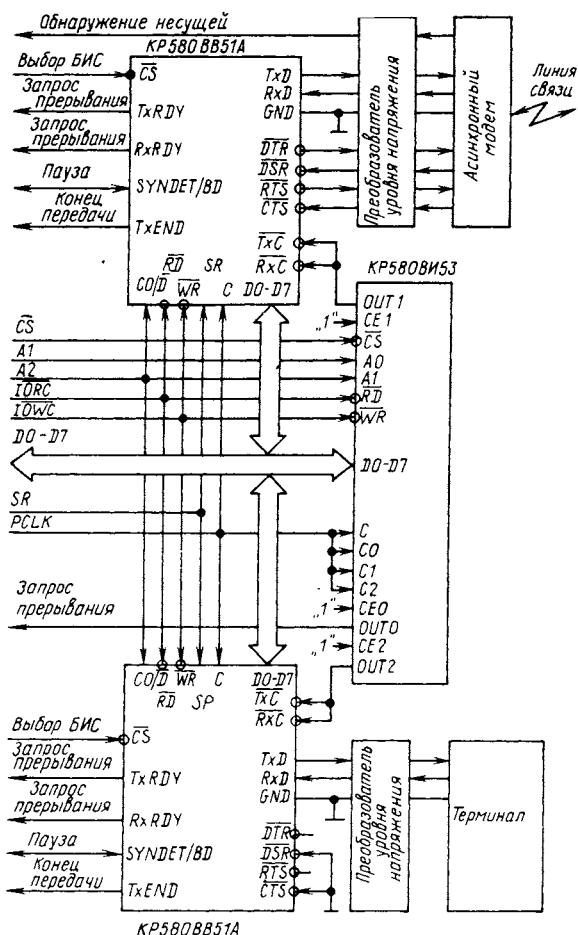


Рис. 3.15. Сопряжение МП-системы с модемом и терминалом с помощью БИС KR580BB51A

"0", или байтом управления/состояния, если $C0/\overline{D}$ имеет уровень "1". Если же уровни сигналов $CS = 0$ и $WR = 0$, $RD = 1$, то запрос интерпретируется как операция вывода МП. Байт, помещенный МП на шину данных $D0-D7$, считается либо байтом данных и посылается в линию последовательного вывода TxD , если сигнал $C0/\overline{D}$ имеет уровень "0", либо байтом управляющей информации, если сигнал $C0/\overline{D}$ имеет уровень "1". Сигнал SR предназначен для установки УСАПП в исходное состояние.

На рис. 3.15 показаны также варианты сопряжения МП-системы с модемом и терминалом с помощью БИС КР580ВВ51А. Управление приемом данных от модема осуществляется с использованием сигнала \overline{DTR} запроса готовности модема на передачу данных, формируемого УСАПП, и сигнала \overline{DSR} подтверждения такой готовности, формируемого модемом.

Управление передачей данных в модем осуществляется с использованием сигнала \overline{RTS} запроса готовности модема к приему данных, формируемого УСАПП, и сигнала \overline{CTS} подтверждения этой готовности, формируемого модемом. Сигнал $TxRDY$ подтверждает готовность УСАПП принять из МП информацию для вывода, сигнал $RxRDY$ – готовность УСАПП переслать информацию в МП.

В УСАПП имеются средства обнаружения паузы в передаче при асинхронном режиме работы, формирующие уровень "1" сигнала $\overline{SYNDET/BD}$ при ее появлении. Сигнал $TxEND$ означает конец передачи УСАПП.

Синхросигналы передачи поступают на вход \overline{TxC} , а синхросигналы приема – на вход \overline{RxC} . Как правило, используются одни и те же синхросигналы.

В качестве генераторов синхросигналов используются два из трех каналов программируемого таймера КР580ВН53. Последний канал таймера резервируется для формирования запросов программного прерывания работы МП с частотой 1000 Гц в режиме реального времени для обслуживания устройств ввода/вывода и выполнения расчетов.

Сигналы $TxRDY$ и $RxRDY$ могут быть использованы в качестве запросов прерывания, поступающих в программируемый контроллер прерываний КР1810ВН59А, особенности работы которого рассмотрены выше.

Общая синхронизация работы УСАПП осуществляется с помощью сигнала **C**, поступающего от генератора КР1810ГФ84.

В случае сопряжения МП-системы и терминала, используемого в качестве пульта управления, можно обойтись только сигналами **RxD**, **TxD** и **GND** (общий), так как при включении источника питания терминала автоматически устанавливаются режимы передачи и приема [45].

Максимальный режим МП КМ1810ВМ86 и КМ1810ВМ88 специально предназначен для реализации мультипроцессорных систем. Однако в мультипроцессорной системе невозможно непосредственное подключение двух МП КМ1810ВМ86 или КМ1810ВМ88. Межпроцессорные взаимодействия в таких системах, как правило, осуществляются через разделенную системную память, а МП располагаются близко друг к другу.

Кроме разделенных ресурсов у каждого МП могут быть свои устройства памяти и ввода/вывода, причем к каждому МП можно подключить сопроцессор.

Рассматриваемые ниже мультипроцессорные конфигурации имеют общее свойство: все МП разделяют одну и ту же системную магистраль. Арбитр магистрали КР1810ВБ89 и контроллер шины КР1810ВГ88 предохраняют МП от проблем соревнования между собой при коллективном использовании системной магистрали. Арбитр магистрали КР1810ВБ89 обеспечивает реализацию трех методов разрешения приоритета: последовательного, параллельного и циклического.

При последовательном разрешении приоритета (рис. 3.16, *а*) выход **BPRO** арбитра с более высоким приоритетом соединяется со входом **BPRN** арбитра с низким приоритетом. Сигнал **BPRN** арбитра с наибольшим приоритетом подключается к шине "0". Это наиболее простой способ подключения арбитров.

При параллельном разрешении приоритета (рис. 3.16, *б*) используется индивидуальная линия **BREQ** запроса системной магистрали для каждого арбитра. Запросы магистрали от арбитров поступают на входы схемы определения приоритета. Арбитр с высшим приоритетом получает разрешение на доступ к системной магистрали по входу **BPRN** и формирует сигнал занятости магистрали **BUSY** = 0.

Арбитраж с циклическим разрешением приоритета предусматривает присвоение арбитру, только что имевшему дос-

туп к системной магистрали, самого низкого приоритета. По своей организации он аналогичен арбитражу с параллельным разрешением приоритета.

Все операции, связанные с захватом магистрали, синхронизируются тактовым сигналом BCLK.

Вход ANYRQST арбитра магистрали КР1810ВБ89 рассчитан на аппаратное программирование. Когда он подключен к уровню "1", сигнал CBRQ общего запроса магистрали заставляет арбитра освободить ее по окончании текущего цикла независимо от приоритета запрашивающего ведущего магистрали. Сигнал "0" на входе CRQLCK позволяет арбитру магистрали игнорировать сигнал CBRQ.

Арбитр магистрали КР1810ВБ89 имеет три основных режима работы, которые используются в мультипроцессорных системах различных конфигураций. Эти режимы определяются уровнями сигналов на контактах IOB (режим работы с магистралью ввода/вывода) и RESB (режим работы с резидентной магистралью).

Режим работы только с системной магистралью осуществ-

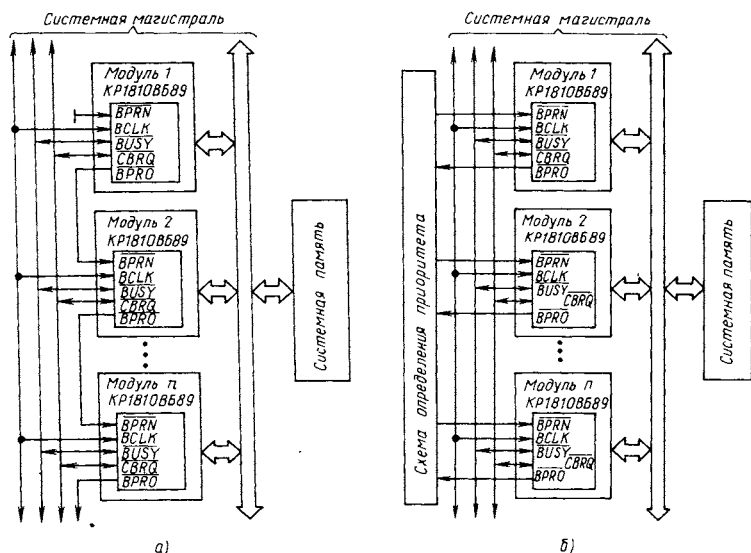


Рис. 3.16. Схемы подключения арбитров магистрали КР1810ВБ89 при последовательном (а) и параллельном (б) разрешении приоритета

ляется при $\overline{IOB} = 1$ и $RESB = 0$ и применяется при отсутствии резидентной памяти и устройств ввода/вывода в МП-системе. В этом режиме каждый МП выдает команды только для системной магистрали.

Режим работы с периферийной магистралью ввода/вывода осуществляется при $IOB = 0$ и $RESB = 0$. Особенностью этого режима является то, что все устройства периферийной магистрали, включая память, рассматриваются как устройства ввода/вывода, а команды памяти обращаются к системной магистрали.

Режим работы с резидентной магистралью осуществляется при $IOB = 1$ и $RESB = 1$. Этот режим используется для организации работы МП, имеющего резидентную память и устройства ввода/вывода в составе мультипроцессорной системы с разделенной памятью и общими для всех МП устройствами ввода/вывода. Все устройства резидентной магистрали обеспечивают работу только одного МП и могут адресоваться как командами ввода/вывода, так и командами обращения к памяти.

Режимы резидентной магистрали и магистрали ввода/вывода можно объединить, если подключить линию $RESB$ арбитра магистрали к уровню "1", а линию IOB на шину "0". Получающаяся конфигурация позволяет разместить часть памяти на локальной магистрали вместе с устройствами ввода/вывода.

Примеры реализации вычислительных модулей для использования в мультипроцессорных системах рассмотрены ниже. МП-система, приведенная на рис. 3.17, предназначена для работы с одной системной магистралью. МП KM1810BM86 работает в максимальном режиме ($MN/MX = 0$) и к его локальной магистрали непосредственно подключены арбитр магистрали KP1810BE89, контроллер KP1810BG88, буферный регистр KP1810IP86 и шинный формирователь KP1810BA82. К системной магистрали подключаются разделенные ресурсы (память и внешние устройства), а также другие МП-системы.

Арбитр магистрали KP1810BE89 вводит и контролирует сигналы состояния $S0-S2$ МП, чтобы определить, когда запрашивать и освобождать шину. С целью обнаружения начала цикла шины контроллер KP1810BG88 также контролирует состояние МП. Контроллер KP1810BG88 используется в режиме

управления магистралью ($I0B = 0$). Когда арбитру КР1810Б589 разрешен доступ к магистрالي, он формирует сигналы $BUSY = 0$ и $AEN = 0$. Сигнал AEN разрешает передачу адреса и сигналов управления. Сигнал ALE контроллера КР1810ВГ88 фиксирует адрес на регистрах КР1810ИР82. Сигналом $DEN = 1$ разрешается передача данных через шинные формирователи КР1810ВА86. После завершения передачи данных адресуемая ячейка по линии готовности $RDY1$ возвращает сигнал подтверждения, по которому тактовый генератор КР1810ГФ84 формирует сигнал $READY$. При получении этого

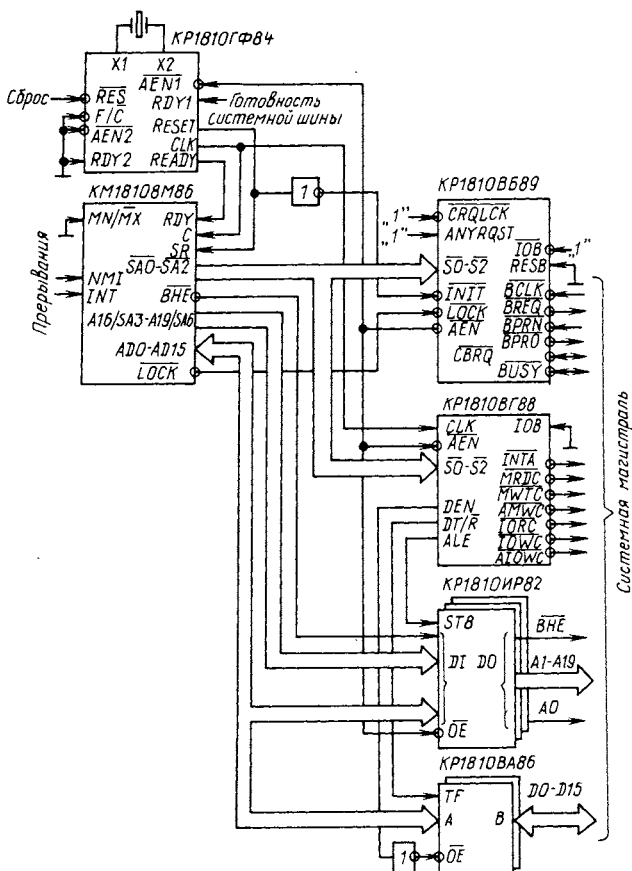


Рис. 3.17. МП-система с одной системой магистралью

сигнала МП выходит из состояния ожидания и завершает текущий цикл шины.

Сигнал запрета освобождения системной магистрали \overline{LOCK} с выхода МП непосредственно поступает на арбитр магистрали. Сигнал $\overline{LOCK} = 0$ не разрешает арбитру освобождать магистраль. Если же арбитр в данный момент не управляет магистралью, он формирует сигнал $AEN = 1$, который переводит выходы контроллера шины КР1810ВГ88 и выходы адресных регистров КР1810ИР82 в высокоимпедансное состояние. Так как сигнал AEN управляет и выходом DEN контроллера шины, то запрещается передача данных через шинные формирователи КР1810ВА86. Кроме того, сигнал $AEN = 1$ арбитра КР1810ВБ89 запрещает тактовому генератору КР1810ГФ84 выдавать сигнал готовности $READY$ в МП.

На рис. 3.18 показана МП-система, которая, используя режим работы с периферийной магистралью ввода/вывода, сокращает передачи по системной магистрали. Разделение адресных пространств ввода/вывода и памяти позволяет арбитру КР1810ВБ89 и одному контроллеру КР1810ВГ88 управлять двумя независимыми магистралями: системной и ввода/вывода. Системная магистраль связана с общей памятью, магистраль ввода/вывода — с внешними устройствами. В этом случае сигналы управления ввода/вывода не могут быть использованы для контроля над устройствами системной магистрали. Системная магистраль запрашивается или освобождается в соответствии с уровнем сигнала МП на линии $SA2$: при $SA2 = 0$ осуществляется передача ввода/вывода, а при $SA2 = 1$ — передача памяти.

При работе в данном режиме выходы сигналов \overline{IORC} , \overline{IOWC} , \overline{AIOWC} , \overline{INTA} управления вводом/выводом не зависят от уровня сигнала AEN ; они всегда разрешены, в то время как выходы сигналов \overline{MRDC} , \overline{MWTC} , \overline{AMWC} управления памятью зависят от уровня этого сигнала. Когда МП обращается к устройствам ввода/вывода, контроллер шины КР1810ВГ88 вырабатывает сигнал $MCE/PDEN = 0$ для управления формирователями КР1810ВА86, а при обращении к системной памяти — сигнал $DEN = 1$ для управления формирователями КР1810ВА86. Выбор направления передачи данных в обоих случаях осуществляется сигналом DT/\overline{R} . Сигнал ALE , подаваемый на входы STB , фиксирует адрес в регистрах

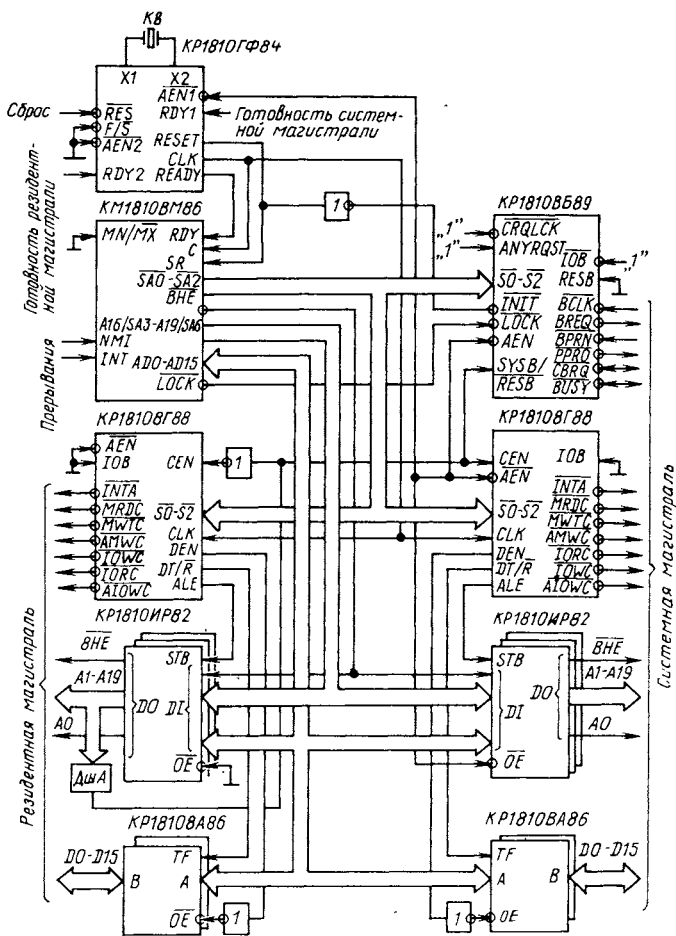


Рис. 3.19. МП-система с резидентной и системной магистралями

КР1810ВГ88 позволяют МП связываться с периферийными устройствами ввода/вывода и памятью как системной, так и резидентной магистрали.

Резидентная память используется для хранения программы и для рабочей области, а системная память резервируется, главным образом, для межмодульных взаимодействий. Разделение адресных пространств резидентной и системной памяти при этом осуществляется сигналом разрешения **CEN**. Если

адрес находится в резидентном пространстве, сигналом $CEN = 1$ разрешается работа контроллера КР1810ВГ88 резидентной магистрали и цикл шины продолжается обычным образом. В это же время выходной сигнал дешифратора ДшА запрещает работу контроллера КР1810ВГ88 системной магистрали ($CEN = 0$) и заставляет арбитр КР1810ВБ89 освободить системную магистраль, если он управляет ею. Если же адрес находится в пространстве системной магистрали, дешифратор ДшА выдает сигнал $SYSB/RESB = 1$ на вход арбитра КР1810ВБ89 и делается попытка доступа к системной магистрали. В данной ситуации работа контроллера КР1810ВГ88 резидентной магистрали запрещена сигналом $CEN = 0$. Затем арбитр формирует сигнал запроса системной магистрали и инициирует цикл шины, когда его приоритет становится наибольшим. Назначение остальных сигналов аналогично описанному выше.

Рассмотренные выше конфигурации МП-систем можно объединять, образуя сложные слабо связанные мультипроцессорные системы управления электроприводами.

3.5. МОДУЛИ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ 16-РАЗРЯДНОГО МП-КОМПЛЕКТА СЕРИЙ К1801 И К1809

В составе МП-комплекта серий К1801 и К1809 имеются однокристалльные МП и периферийные БИС, что позволяет создавать на их основе высокоэффективные МП-системы, реализующие принципы магистрально-модульной организации [9, 42, 43]. При построении МП-систем ЦЭП на основе этого комплекта наибольший интерес представляют следующие БИС:

К1801ВМ1 – однокристалльный 16-разрядный МП с системой команд микроЭВМ "Электроника-60", с объемом адресуемой памяти 64К байт и быстродействием до 500 тыс. операций/с;

КМ1801ВМ2 – однокристалльный 16-разрядный МП с системой команд микроЭВМ "Электроника-60М", с объемом адресуемой памяти 64К байт и быстродействием до 1 млн. операций/с;

К1809РЕ1 – масочное ПЗУ объемом 4К × 16 бит и временем выборки 200 нс;

К1809РУ1 – статическое ОЗУ со встроенным интерфейсом

объемом $1K \times 16$ бит, временем выборки 200 нс и циклом обращения 400 нс;

K1809BB1 – устройство с двумя 8-разрядными параллельными программируемыми каналами ввода/вывода;

K1809BB2 – адаптер системного последовательного канала (четырепроводной магистрали со скоростью передачи 50К бит/с, возможностью подключения 16 устройств посредством витой пары длиной до 5 м или коаксиальным кабелем длиной до 100 м).

Совместно с БИС серий K1801 и K1809 можно использовать БИС других серий, например K588.

Система команд МП K1801BM1 содержит в своем наборе 64 одноадресных, двухадресных и безадресных команд. Используются следующие виды адресации: регистровая, косвенная регистровая, автоинкрементная, косвенная автоинкрементная, автодекрементная, косвенная автодекрементная, индексная, косвенная индексная.

При передаче по магистрали адрес всегда имеет 16 разрядов. Данные могут передаваться как 16-разрядными словами, так и 8-разрядными байтами.

Использование регистров для хранения операндов повышает быстродействие МП при выполнении операций. Обмен данными с памятью и внешними устройствами выполняется через системную магистраль и требует дополнительного времени. Время выполнения команд типа сложение "регистр–регистр" не более 2 мкс, типа сложение "регистр–резидентная память" не более 5 мкс. Тактовая частота синхронизации составляет 5 МГц.

МП KM1801BM2 является дальнейшим развитием МП K1801BM1 и имеет преимущества по сравнению с последним: в 2 раза увеличено быстродействие регистровых команд типа сложение; введены аппаратные средства выполнения команд расширенной арифметики, в том числе операций умножения и деления; введена возможность выхода на системную магистраль через "окно" для организации мультипроцессорной системы.

На рис. 3.20 приведен центральный процессор МП-системы, аналогичный базовому функциональному фрагменту микроЭВМ "Электроника С5-41" [48]. В его состав входят: МП K1801BM1A, ОЗУ K1809PU1, ПЗУ K1809PE1, СППЗУ

К573РФЗ и адаптер системного последовательного канала К1809ВВ2. В центральный процессор входит также генератор тактовых импульсов (на рис. 3.20 он не показан).

Сигналы **ADO** – **AD15** определяют адреса и данные, которые передаются по совмещенной системной магистрали. Группа сигналов **SYNC**, **DIN**, **DOUT**, **WTBT**, **RPLY** управляет передачей информации по системной магистрали. Сигнал **SYNC**, вырабатываемый МП, означает, что адрес находится на выводах системной магистральной.

Сигнал **DOUT** означает, что данные, выдаваемые МП, установлены на выводах системной магистрали. Сигнал **DIN** предназначен для организации двух процедур обмена информацией по магистрали: ввода данных – МП вырабатывает сигнал **DIN** во время действия сигнала **SYNC**, когда он готов принять данные от пассивного устройства; ввода адреса вектора прерывания – сигнал **DIN** вырабатывается совместно с сигналом **IAKO** при сигнале **SYNC**=1. Сигнал **RPLY** означает, что данные приняты или установлены на информационных выводах. Этот сигнал вырабатывается пассивным устройством в ответ на сигналы **DIN** и **DOUT**.

Сигнал **WTBT** предназначен для организации двух процедур обмена информацией: вырабатывается в адресной части цикла для указания о том, что далее следует вывод данных (в словах или байтах); формируется при выводе данных из МП для указания о выводе байта.

Сигнал **VIRQ** вырабатывается внешним устройством для информирования МП о том, что оно готово передавать адрес

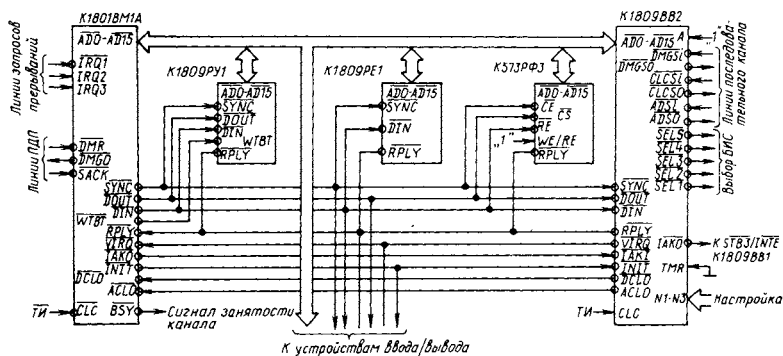


Рис. 3.20. Центральный процессор на основе МП К1801ВМ1А

вектора прерываний. В ответ на этот сигнал, если прерывание разрешено, МП вырабатывает сигналы DIN и IAKO.

Сигнал IAKO является выходным для МП и входным для первого устройства, подключенного к системной магистрали (электрически ближе расположенного к МП и, следовательно, имеющего более высокий приоритет). Если это устройство не требовало прерываний (не устанавливало сигнал VIRQ), то оно транслирует сигнал IAKO к следующему устройству. Устройство, требующее прерывания МП, запрещает распространение этого сигнала. Сигнал IAKO, последовательно проходя через все устройства, обеспечивает их поочередный опрос и различный приоритет обслуживания. Сигналы IRQ1, IRQ2 и IRQ3 являются запросами радиальных прерываний.

Сигнал DMR вырабатывает внешнее активное устройство, требующее передачи ему системной магистрали. Процессор формирует сигнал DMGO в ответ на внешний сигнал DMR. Сигнал DMGO последовательно проходит через внешние устройства и предоставляет системную магистраль устройству с наивысшим приоритетом, запросившему прямой доступ к памяти. Это устройство прекращает трансляцию сигнала DMGO и устанавливает сигнал SACK, который вырабатывается устройством прямого доступа к памяти (ПДП) в ответ на сигнал DMGO МП. Сигнал SACK означает, что устройство ПДП может производить обмен данными, используя стандартные циклы обращения к системной магистрали.

Сигнал аварии источника питания DCLO вызывает установку МП в исходное состояние и появление сигнала INIT, который используется для установки в исходное состояние периферийной части системы. По сигналу ACLO аварии сетевого питания МП переходит к обработке прерывания по сбою питания. Уровень "1" этого сигнала означает, что сетевое напряжение питания находится в допустимых пределах.

Сигнал BSY предназначен для подтверждения занятости канала. Уровень "0" этого сигнала означает, что МП начи-
нает обмен по магистрали. Переход сигнала из уровня "0" в "1" означает окончание обмена.

После включения напряжения питания МП устанавливает сигнал INIT и ожидает снятия сигнала DCLO.

При выполнении цикла чтения данные передаются от пас-

сивного устройства к активному, а при выполнении цикла записи — от МП к пассивному устройству.

При выполнении цикла чтения МП на выводах системной магистрали устанавливает адрес и выдает сигнал BSY. Синхронно с выдачей и снятием адреса МП устанавливает и снимает сигнал синхронизации SYNC, по которому происходит запоминание адреса пассивным устройством. После установки сигнала SYNC МП снимает адрес, устанавливает сигнал DIN и ожидает поступление сигнала RPLY от пассивного устройства. После приема сигнала RPLY МП принимает данные от пассивного устройства и снимает сигнал DIN. После снятия сигнала DIN пассивное устройство снимает сигнал RPLY, завершая операцию передачи данных. После снятия сигнала RPLY пассивным устройством МП снимает сигналы SYNC и BSY. Если системная магистраль не предоставляется устройству ПДП, то МП сразу после снятия сигнала SYNC может начать новый цикл обращения к магистрали. В этом случае сигнал BSY не снимается. Во время цикла чтения сигнал WTBT не вырабатывается.

Цикл записи данных МП выполняет после снятия пассивным устройством сигнала RPLY в ответ на снятие МП сигнала DIN. При записи байта МП вырабатывает сигнал WTBT. При отсутствии сигнала RPLY от пассивного устройства при чтении или записи данных (после установки сигнала DIN или DOUT) в течение 64 тактов частоты синхронизации МП переходит к обработке внутреннего прерывания по ошибке обращения к магистрали.

Прерывание текущего процесса и последующая его обработка производятся после выполнения очередной команды. Прерывание по ошибке обращения к системной магистрали может прерывать выполнение программы на любой фазе исполнения команды. Источниками внешних прерываний, расположенными в соответствии с приоритетностью обработки, являются: сигнал аварии сетевого питания ACLO, сигналы радиальных прерываний IRQ1, IRQ2, IRQ3 и сигнал векторного прерывания VIRQ. Предусмотрена маскировка сигналов прерывания VIRQ, IRQ2, IRQ3.

Последовательность операций при обработке прерываний следующая. Устройство, которому необходимо обслуживание, выставляет сигнал требования прерывания VIRQ. Если преры-

вание разрешено, то МП последовательно устанавливает сигналы $\overline{DIN}=0$ и $\overline{IAKO}=0$. Устройство принимает сигнал \overline{IAKO} и запрещает его распространение к другим устройствам, помещает адрес вектора прерывания на выходы системной магистрали, вырабатывает сигнал $\overline{RPLY}=0$ и снимает сигнал \overline{VIRQ} . МП принимает адрес вектора прерывания и последовательно снимает сигналы \overline{DIN} и \overline{IAKO} . Устройство завершает передачу вектора и снимает сигнал \overline{RPLY} . Затем МП переходит к выполнению программы обслуживания данного устройства.

Устройства памяти МП-системы реализованы на БИС K1809PE1, K1809PU1 и K573PФ3.

БИС K1809PE1 представляет собой ПЗУ, маскируемое фотошаблоном емкостью 8К байт. В ее состав входят: блок сопряжения с общей шиной, 13-разрядный регистр адреса памяти, 3-разрядный регистр адреса блока ПЗУ и накопитель ПЗУ с организацией $4K \times 16$ бит. Содержание регистра адреса устанавливается при программировании накопителя по фотошаблону. К общей шине МП-системы, не используя внешний дешифратор, можно подключить до восьми БИС ПЗУ.

БИС K573PФ3 представляет собой СППЗУ со стиранием ультрафиолетовым облучением и электрической записью информации, емкостью 8К байт с организацией 4096×16 бит. Оно предназначено для записи программ пользователя. Для управления БИС K573PФ3 используются четыре сигнала: \overline{CE} – обмен, \overline{RE} – чтение, $\overline{WE/RE}$ – запись/считывание, \overline{RPLY} – ответ. Выбор БИС осуществляется сигналом \overline{CS} . К общей шине МП-системы, как и в предыдущем случае, без дешифратора можно подключить до восьми БИС СППЗУ.

БИС K1809PU1 представляет собой статическое ОЗУ с произвольной выборкой емкостью 2К байта. В его состав входят: блок сопряжения с общей шиной, 11-разрядный регистр адреса памяти, 16-разрядный регистр данных, 16-разрядный регистр режима, накопитель ОЗУ с организацией $1K \times 16$ бит. Пять разрядов адреса регистра режима позволяют наращивать информационную емкость системы памяти, построенной на БИС ОЗУ без использования дешифратора до 32К слов, и программно изменять положение массива информации в памяти МП-системы. При обращении по фиксированному адресу происходит запись информации в регистр режима. Разряды $\overline{AD11}-\overline{AD15}$ заносятся в поле адреса кристалла, а

разряд **AD10** – блокирует запись. Возможен обмен местами разрядов в поле **ADO-AD3** с разрядами в других полях шины адреса/данных, что позволяет адресовать БИС ОЗУ в едином поле адресации.

БИС K1809BB2 – адаптер системного последовательного канала (СПК). Она предназначена для подключения МП-систем к системному последовательному каналу. Обмен между МП-системами по такому каналу производится последовательно байтами по линии **ADS**. Передача 1 байта сопровождается серией из восьми синхронимпульсов по линии синхронизации **CLCS**. Через все МП-системы, подключенные к системному каналу, проходит линия приоритетного разрешения захвата канала **DMGS**, замкнутая кольцом. Линия **ADS** при отсутствии синхронизирующих импульсов выполняет также функцию синхронизации принимающего и передающего устройства. Уровень "0" на этой шине означает, что принимающая и передающая МП-системы заняты обработкой предыдущей и подготовкой следующей информации соответственно. Переход потенциала линии с низкого уровня на высокий является сигналом готовности МП-системы к передаче и приему следующей информации в 1 байт.

Существует несколько режимов работы системного последовательного канала: присвоения номеров, подготовки к передаче адреса, передачи адреса, передачи информации и передачи управления по диалогу.

Процедура присвоения номеров МП-системам системного последовательного канала начинается с момента поступления сигнала начальной установки **INIT** и проводится автоматически. МП-системы, объединенные по последовательному интерфейсу, поочередно захватывают магистраль, начиная с МП-системы, назначенной арбитром, и им присваиваются соответствующие номера. Номера присваиваются в зависимости от расположения МП-системы в цепи **DMGS**. Арбитру присваивается номер 0, остальным от 1 до 15. Таким образом будут пронумерованы все МП-системы, работающие на последовательной магистрали. После присвоения номера МП-системе нельзя производить сброс внешних устройств.

Режим подготовки к передаче адреса начинается после процедуры присвоения номеров или после окончания передачи по каналу. В этом случае по шине **DMGS** проходят два после-

довательных переключения сигнала из "1" в "0", подготовляющие МП-системы к режиму передачи адреса. Если прерывания разрешены, то МП-системой, выставившей требование на захват канала, формируется сигнал запроса на векторное прерывание VIRQ.

Следующим является режим передачи адреса. В регистр последовательного канала адаптера в этом режиме записывается номер вызываемой МП-системы. Запись этой информации является сигналом начала передачи информации по линии ADS и синхронизирующих импульсов по линии CLCS. После передачи восьми импульсов принимающие устройства подключают линию ADS к уровню "0". МП-система с вызываемым номером вырабатывает сигнал прерывания. При этом линия ADS занулена принимающим устройством до тех пор, пока не будет обработано прерывание и не произойдет чтение. После снятия зануления с линии ADS возникает прерывание в передающей МП-системе. Это указывает на разрешение передачи следующей информации в 1 байт.

Режим передачи информации реализуется так же, как и режим передачи номера, однако в этом случае линия ADS зануляется как приемником, так и передатчиком. По окончании передачи последнего байта информации и снятия приемником зануления с линии ADS передатчик может либо отказаться от дальнейшей работы по последовательной магистрали, либо передать управление магистралью приемнику в режиме диалога. В этом случае передатчик, отказываясь от канала, становится приемником, а приемник — передатчиком. Начинается режим передачи информации.

Дешифратор внешних устройств БИС K1801BB2 осуществляет дешифрацию адреса устройств, находящихся на плате МП-системы. Дешифратор формирует пять сигналов SEL1-SEL5 выборки для внешних устройств. Режимы начального пуска задаются с помощью выводов N1-N3.

На рис. 3.21 приведена функциональная схема устройств ввода/вывода МП-системы, построенных на основе БИС K1809BB1. Для обмена информацией с МП БИС K1809BB1 подключается к магистрали стандартного межмодульного интерфейса. При этом используются следующие сигнальные линии интерфейса: ADO-AD7, OPA, R, W, ASWD, INTRQ, INTE.

БИС рассчитана на подключение к линии ADO-AD7 разряд-

ной сетки МП. Возможно также подключение БИС к линии AD8-AD15 разрядной сетки, а также работа машинными словами путем использования двух БИС, подключенных к указанным выше группам линий, но получающих общий сигнал выборки.

БИС K1809BB1 воспринимает и дешифрует разряды адреса AO-A4 путем подключения к линиям AD1-AD5. Разряды AD13-AD15 (признак обращения к устройству ввода/вывода) и AD6-AD12 (адрес БИС в системе) дешифруются по фронту сигнала OPA внешним по отношению к БИС дешифратором, который выдает индивидуальные сигналы выборки CS всем микросхемам.

Все регистры БИС, линии D1.0-D1.7 и D2.0-D2.7 и входы стробящих сигналов STB1 и STB2 имеют самостоятельные адреса для программного обращения к ним со стороны МП по шине AD при выполнении операций чтения и записи.

Чтобы записать в какой-либо регистр (или на внешнюю шину) БИС информацию из МП, необходимо подать сигналы управления OPA, CS, W, адрес регистра A1-A5 по линиям AD0-AD7 и информацию. По фронту сигнала W с определенной задержкой БИС выдает сигнал ASWD. Одновременно с выдачей сигнала ASWD записываемая информация устанавливается на внешней шине.

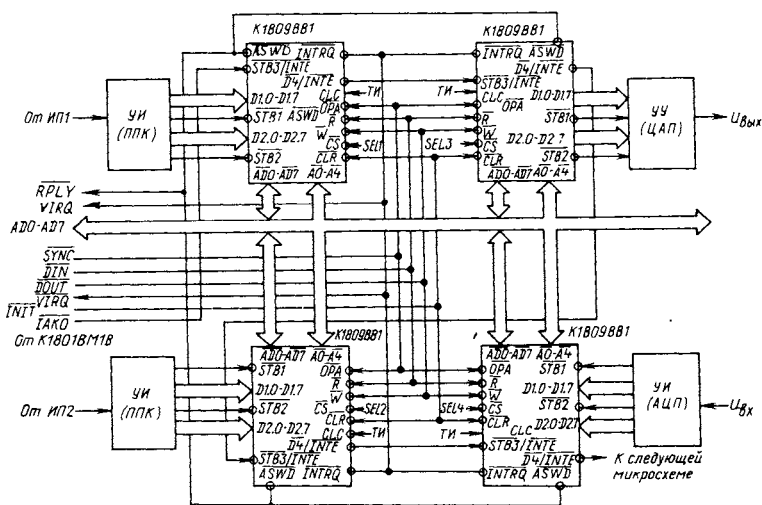


Рис. 3.21. Устройства ввода/вывода МП-системы на основе БИС K1809BB1

Чтобы прочитать в МП информацию из какого-либо регистра (или с внешней шины) БИС, необходимо подать сигналы управления \overline{OPA} , \overline{CS} , \overline{R} , адрес регистра $A1-A5$. По фронту сигнала \overline{R} с определенной задержкой информация из регистра (с внешней шины) устанавливается на линиях $AD0-AD7$, а затем устанавливается сигнал $ASWD$.

Внешние двунаправленные 8-разрядные шины данных $D1$ и $D2$ предназначены для информационной связи с объектом посредством различного рода преобразователей (ППК, ЦАП, АЦП). При появлении незамаскированного сигнала прерывания вырабатывается сигнал запроса прерывания $INTRQ$. При поступлении сигналов предоставления прерывания $INTE$ и \overline{W} снимается сигнал $INTRQ$, а на шину $AD0-AD7$ выдается вектор прерывания из внутреннего регистра.

ГЛАВА 4

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ – КОД ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

4.1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

СЛЕДЯЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ – КОД

При разработке математического описания ППК необходимо учитывать реально существующие в нем нелинейности. С точки зрения математического описания ППК следящего уравнивания представляет собой нелинейную дискретно-непрерывную систему. Он имеет квантование по времени, что относит его к классу импульсных систем, и квантование по уровню, что делает его нелинейным. Структура ППК содержит также нелинейности типа ограничения и периодическую нелинейность функционального преобразования. Кроме нелинейных характеристик звеньев, перечисленных выше, имеют место нелинейности, вносимые в математическое описание ППК за счет произведения переменных величин.

В работе [12] в качестве основного метода исследования таких систем рекомендовано моделирование на ЭВМ. А для обоснования структуры системы, определения основных ее параметров, качественных показателей и предварительного выбора элементов там же рекомендовано проводить исследование с помощью приближенных аналитических методов.

Для проведения аналитического исследования необходимо выполнить математическое описание ППК следящего уравнивания и линеаризацию его нелинейностей. Линеаризация должна проводиться с учетом реальных условий и режимов работы ППК. Некоторые из узлов ППК, обладая нелинейными характеристиками, тем не менее работают в установившемся режиме с малыми отклонениями переменных величин. В этом случае возможно применение линейной аппроксимации. Она предполагает замену в окрестностях рабочих точек плавных нелинейных характеристик, не имеющих изломов и разрывов, отрезками прямых. Коэффициент передачи такого звена равен тангенсу угла наклона касательной к нелинейной характеристике в рабочей точке. При линеаризации нелинейностей ППК этот способ может быть применен только к непрерывной их части.

Для цифровых частей может быть применен метод линеаризации, суть которого заключается в следующем. При изменениях переменной, значительно превышающих единицу младшего разряда цифрового устройства, можно пренебречь влиянием ступенчатости характеристики и линеаризовать ее, проводя усредненную прямую.

Для линеаризации существенно нелинейных статических характеристик, имеющих излом или разрыв, обычно применяют гармоническую линеаризацию. В этом случае анализируется реакция нелинейного звена на гармоническое входное воздействие. Систему с существенными нелинейностями типа ограничение также можно считать условно линейной, если работать в зоне малых входных сигналов и не заходить в зону ограничения.

Обобщенная структурная схема ППК следящего уравнивания приведена на рис. 4.1. Рассмотрим ее особенности. Период квантования по времени ППК следящего уравнивания изменяется в функции рабочей скорости. Шаг квантования по уровню (дискретность) также может изменяться в зависимости от режима работы (см. п. 1.4). Такой ППК может быть отнесен к категории систем с переменными параметрами. Точное исследование подобных систем сопряжено со значительными трудностями даже при использовании ЭВМ. В отдельных случаях исследование таких систем может быть выполнено приближенными методами. Например, если период

квантования по времени изменяется быстро, то оценка качественных показателей может быть выполнена по усредненным значениям. Если же период квантования изменяется по времени относительно медленно, то качественные показатели системы могут определяться по методу замороженных коэффициентов для фиксированных значений периода квантования.

Система с переменной дискретностью также может быть исследована с применением метода замороженных коэффициентов. В этом случае при каждой новой дискретности выбираются новые коэффициенты: сколько уровней дискретности – столько наборов коэффициентов. И, наконец, при малых значениях шага квантования по времени и по уровню ППК можно условно рассматривать как непрерывную линейную систему [46].

Положим, что инерционностью ИП можно пренебречь. Это допустимо, так как ИП не охвачен отрицательной обратной связью и, следовательно, его инерционность не влияет на работу ППК следящего уравнивания. При таком допущении выходные сигналы ИП могут быть описаны в следующем виде

$$u_s = K_T U_m \sin K_\varphi \varphi \sin \omega t;$$

$$u_c = K_T U_m \cos K_\varphi \varphi \sin \omega t.$$

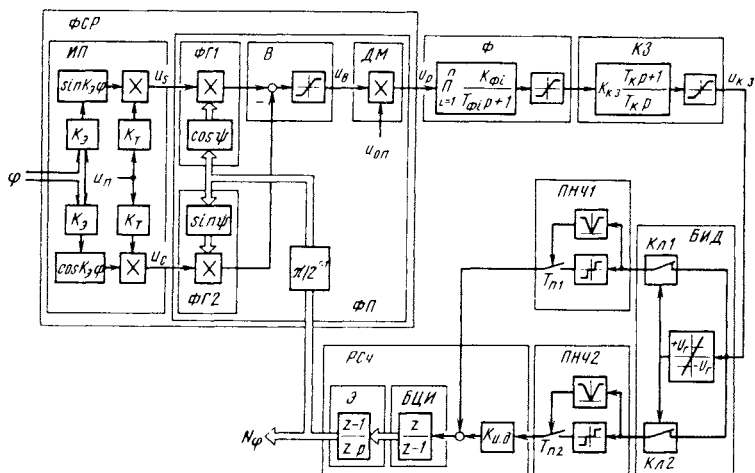


Рис. 4.1. Обобщенная структурная схема ППК

В каждом из функциональных генераторов $\Phi Г1$ и $\Phi Г2$ выполняется умножение двух переменных: выходного сигнала u_s ИП и функции $\cos\psi$, а также выходного сигнала u_c ИП и функции $\sin\psi$. Аргументом функций $\sin\psi$ и $\cos\psi$ является угловой эквивалент ψ , который формируется из кода N_φ угла умножением последнего на постоянный коэффициент $\pi/2^{r-1}$ (где r — число разрядов реверсивного счетчика), являющийся обратной величиной по отношению к коэффициенту $K_{дп}$ (см. п. 2.1).

При реализации функций $\sin\psi$ и $\cos\psi$, являющихся гладкими нелинейностями, обычно используются кусочно-линейная и нелинейная аппроксимации. Применяют также методы, основанные на представлении функции в виде рациональной дроби.

Вычитатель B выполняет алгебраическое суммирование выходных напряжений функциональных генераторов, формируя сигнал

$$u_B = K_T U_m (\sin K_\varphi \varphi \cos \psi - \cos K_\varphi \varphi \sin \psi) \sin \omega t$$

$$\text{или } u_B = K_T U_m \sin(K_\varphi \varphi - \psi) \sin \omega t.$$

Демодулятор $ДМ$ осуществляет умножение двух переменных: выходного сигнала u_B вычитателя и опорного сигнала $u_{оп}$, которые в общем случае являются гармоническими сигналами

$$u_{дм} = u_B u_{оп} = |u_B| \text{sign} u_B |u_{оп}| \text{sign} u_{оп}.$$

В качестве опорного может быть использован сигнал прямоугольной формы. В этом случае коэффициент передачи демодулятора определяется двухполупериодной переключательной функцией, а его выходное напряжение

$$u_P = \begin{cases} +|u_B|, & \text{если } \text{sign} u_B = \text{sign} u_{оп}; \\ -|u_B|, & \text{если } \text{sign} u_B \neq \text{sign} u_{оп}. \end{cases}$$

В линеаризованной системе принимаем коэффициент передачи демодулятора $K_{дм} = 1$ для ППК с фотоэлектрическим ИП

и $K_{\text{дм}} = 0,637$ для ППК с индукционным ИП. Коэффициент передачи функционального преобразователя $K_{\text{ф.п}} = 0,955$.

Для удобства введем понятие постоянной ИП, определяемой как $C_{\text{н.п}} = U_{\text{мах}} K_{\text{т}}$. Тогда сигнал рассогласования $u_{\text{р}}$, формируемый функциональным блоком **ФСР**, для линеаризованной системы может быть описан выражением

$$u_{\text{р}} = C_{\text{н.п}} K_{\text{ф.п}} (K_{\text{э}} \varphi - \psi) K_{\text{дм}}.$$

Для выделения постоянной составляющей сигнала ошибки и подавления гармонических составляющих на выходе демодулятора включается фильтр **Ф**, в качестве которого используют инерционное звено n -го порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{ф}}(p) = \prod_{i=1}^n \frac{K_{\text{ф}i}}{T_{\text{ф}i} p + 1},$$

где $K_{\text{ф}i}$, $T_{\text{ф}i}$ – коэффициент передачи и постоянная времени i -го звена фильтра.

ППК следящего уравнивания чаще всего проектируют как системы с астатизмом первого и второго порядков. Порядок астатизма ППК определяется количеством интегрирующих звеньев (непрерывных или дискретных) в канале измерения. Для получения необходимого порядка астатизма в систему вводятся средства коррекции. В качестве корректирующих звеньев **КЗ** в ППК, как правило, используют издромные звенья. Передаточная функция издромного звена

$$W_{\text{к}}(p) = \frac{K_{\text{к.з}} (T_{\text{к}} p + 1)}{T_{\text{к}} p} = K_{\text{к.з}} \left(1 + \frac{1}{T_{\text{к}} p} \right), \quad (4.1)$$

где $K_{\text{к.з}}$, $T_{\text{к}}$ – коэффициент передачи и постоянная времени корректирующего звена.

Таким образом, при введении издромного звена имеет место регулирование как по ошибке, так и по интегралу от нее.

Блок изменения дискретности **БИД** в системе с переменным шагом квантования по уровню выполняет коммутацию входов

преобразователей *ПНЧ1* и *ПНЧ2* в зависимости от режима работы ППК (см. п. 1.4). В системе с постоянным шагом квантования по уровню блок изменения дискретности *БИД* и преобразователь *ПНЧ2* отсутствуют.

ПНЧ осуществляет импульсную модуляцию выходного сигнала $u_{к.з}$ корректирующего звена *АЗ*. Частота $f_{п.н.ч}$ следования импульсов, формируемых ПНЧ, пропорциональна входному напряжению

$$f_{п.н.ч} = K_{п.н.ч} u_{к.з},$$

где $K_{п.н.ч}$ — коэффициент передачи ПНЧ.

При обработке больших входных сигналов, например ступенчатого воздействия, необходимо учитывать возможность насыщения преобразователя. В этом случае имеет место ограничение по скорости перемещения, которое учитывается нелинейной характеристикой ПНЧ типа ограничения.

Общую передаточную функцию нелинейного элемента и собственно ПНЧ при условии пренебрежения влиянием квантования по уровню можно представить в виде

$$K_{н.э} = \begin{cases} K_{п.н.ч} & \text{при } |u_{к.з}| \leq U_{огр}; \\ K_{п.н.ч} \frac{U_{огр}}{|u_{к.з}|} & \text{при } |u_{к.з}| > U_{огр}, \end{cases}$$

где $U_{огр}$ — напряжение ограничения.

В линеаризованной системе ПНЧ может быть описан коэффициентом передачи $K_{п.н.ч}$ без учета ограничения.

Реверсивный счетчик *РСч* выполняет преобразование "частота следования импульсов — код", формируя цифровой эквивалент N_{φ} угла φ . Приращение кода ΔN_{φ} реверсивного счетчика в установившемся режиме пропорционально частоте $f_{п.н.ч}$ следования импульсов ПНЧ, а код N_{φ} реверсивного

счетчика пропорционален интегралу от частоты $f_{п.н.ч}$ следования импульсов ПНЧ.

Реверсивный счетчик **РСч** может быть представлен в виде эквивалентного звена, содержащего последовательно соединенные блок цифрового интегрирования **БЦИ** и экстраполятор \mathcal{E} нулевого порядка. В работе [46] показано, что если пренебречь квантованием по уровню и по времени, то система, содержащая блок цифрового интегрирования и экстраполятор нулевого порядка, эквивалентна системе, содержащей непрерывный интегратор без экстраполятора. На этом основании передаточная функция реверсивного счетчика

$$W_{р.сч}(p) = 1/p.$$

Структурная схема линейризованной системы приведена на рис. 4.2. В ней ν – порядок астатизма, равный 1 или 2. В системе с $\nu = 1$ блок, имеющий обозначение "*", отсутствует. Этой структурной схеме соответствует система дифференциальных уравнений, имеющая общую часть $\frac{dY_1}{dt} = \dot{\omega}$;

$$\frac{dY_2}{dt} = Y_1 \text{ и частную:}$$

а) астатизм первого порядка, фильтр первого порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_\phi} \left[K_\phi K_{дм} C_{и.п} K_{ф.п} (K_{\mathcal{E}} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_4) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = K_{п.н.ч} K_{к.з} Y_3;$$

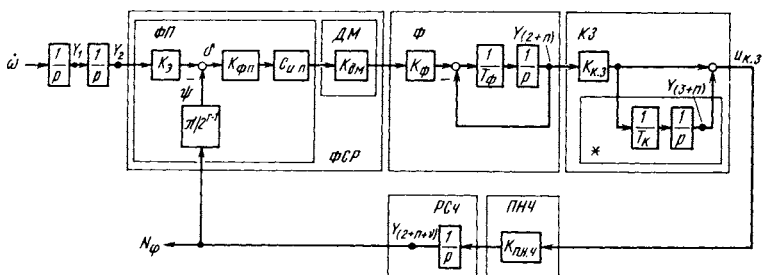


Рис. 4.2. Структурная схема ППК с линейризованными нелинейностями

б) астатизм первого порядка, фильтр второго порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 1}} \left[K_{\phi 1} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} K_{\phi.п} (K_{\varepsilon} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_5) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 2}} (K_{\phi 2} Y_3 - Y_4);$$

$$\frac{dY_5}{dt} = K_{\text{п.н.ч}} K_{\text{к.з}} Y_4;$$

в) астатизм второго порядка, фильтр первого порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi}} \left[K_{\phi} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} K_{\phi.п} (K_{\varepsilon} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_5) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\kappa}} K_{\text{к.з}} Y_3;$$

$$\frac{dY_5}{dt} = K_{\text{п.н.ч}} (K_{\text{к.з}} Y_3 + Y_4);$$

г) астатизм второго порядка, фильтр второго порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 1}} \left[K_{\phi 1} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} K_{\phi.п} (K_{\varepsilon} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_6) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 2}} (K_{\phi 2} Y_3 - Y_4);$$

$$\frac{dY_5}{dt} = \frac{1}{T_{\kappa}} K_{\text{к.з}} Y_4;$$

$$\frac{dY_6}{dt} = K_{\text{п.н.ч}} (K_{\text{к.з}} Y_4 + Y_5).$$

Передаточная функция линеаризованной системы может быть представлена в общем виде:

$$W_{п.п.к}(p) = \frac{K^* (T_k p + 1)}{p^\nu \prod_{i=1}^n (T_{\phi i} p + 1)}, \quad (4.2)$$

где K^* — общий коэффициент передачи разомкнутой системы, причем $K^* = K_\omega$, $T_k = 0$, если порядок астатизма $\nu = 1$, и $K^* = K_\omega$, если порядок астатизма $\nu = 2$.

Далее в пп. 4.2 и 4.3 описаны результаты исследования различных модификаций ППК следящего уравнивания:

1) с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции, с постоянной дискретностью и астатизмом первого порядка;

2) с индукционным ИП с постоянной дискретностью и астатизмом первого порядка;

3) с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции, с постоянной дискретностью и астатизмом второго порядка;

4) с индукционным ИП с постоянной дискретностью и астатизмом второго порядка;

5) с индукционным ИП с переменной дискретностью и астатизмом второго порядка.

При аналитическом исследовании передаточные функции разомкнутых систем этих модификаций ППК могут быть получены непосредственно из выражения (4.2).

Аналитические методы исследования позволяют до перехода к математическому моделированию системы оценить ожидаемые результаты и решить вопрос о целесообразности построения системы по выбранной структуре. Результаты, полученные при предварительном исследовании с помощью аналитических методов, затем уточняются при моделировании на ЭВМ.

4.2. СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ — КОД

Синтез корректирующих звеньев ППК выполняется при условии обеспечения динамической точности и запаса устойчивости при заданной структуре и базируется на частотных

методах и представлениях [12]. Изложение методики начнем с синтеза средств коррекции ППК с постоянной дискретностью.

Системы с астатизмом первого порядка. При синтезе по условиям динамической точности будем исходить из требования ограничения максимальной ошибки δ_{\max} ППК при восстановлении входного сигнала. Информация об этом сигнале сведена к минимуму и для систем с астатизмом первого порядка определяется значением максимально допустимой скорости ω_{\max} .

Минимальный коэффициент K_{ω} разомкнутой системы с астатизмом первого порядка (добротности по скорости), обеспечивающий необходимую динамическую точность:

$$K_{\omega} \geq \frac{\omega_{\max}}{\delta_{\max}}.$$

Выполнение требований по точности должно сопровождаться обеспечением в системе необходимого запаса устойчивости. Поэтому важным этапом при синтезе корректирующих средств является определение желаемой ЛАЧХ. Согласно рекомендациям, изложенным в [12], для систем с астатизмом первого порядка рекомендуется выбирать в качестве желаемой ЛАЧХ типа 1-2 или 1-2-3. Системы с такими ЛАЧХ образуются при последовательном соединении интегрирующего и инерционных звеньев. Применение типовых ЛАЧХ для расчета параметров системы обеспечивает получение в замкнутом состоянии заданного запаса устойчивости.

Передаточная функция разомкнутой линеаризованной системы с астатизмом первого порядка согласно выражению (4.2) имеет вид

$$W(p) = \frac{K_{\omega}}{p \prod_{i=1}^n (T_{\phi i} p + 1)}.$$

Общий коэффициент передачи разомкнутой системы с астатизмом первого порядка

$$K_{\omega} = K_{\text{ф.п}} \cdot C_{\text{н.п}} \cdot K_{\text{дм}} \prod_{i=1}^n K_{\text{фи}} K_{\text{к.з}} K_{\text{п.н.ч}} \frac{\pi}{2^{r-1}}. \quad (4.3)$$

Откуда может быть определен коэффициент пропорционального корректирующего звена

$$K_{\text{к.з}} = \frac{K_{\omega}}{K_{\text{ф.п}} \cdot C_{\text{н.п}} \cdot K_{\text{дм}} \prod_{i=1}^n K_{\text{фи}} K_{\text{п.н.ч}}} \frac{2^{r-1}}{\pi}.$$

Когда для расчета линеаризованной системы выбраны частотные методы и логарифмические частотные характеристики, для оценки запаса устойчивости целесообразно использовать показатель колебательности M . Допустимое суммарное значение постоянных времени $\sum_{i=1}^n T_{\text{фи}}$ инерционного фильтра n -го порядка при заданном значении показателя колебательности M и определенном, исходя из требований динамической точности, значении общего коэффициента K_{ω} передачи разомкнутой системы (добротности по скорости) может быть определено из выражения

$$\sum_{i=1}^n T_{\text{фи}} \leq \frac{M^2 + M\sqrt{M^2 - 1}}{2K_{\omega}}.$$

При проектировании преобразователей следует принимать $M = 1,01 \dots 1,05$.

Фазовая характеристика системы

$$\theta(\omega) = -\pi - \sum_{i=1}^n (\operatorname{arctg} \omega T_{\text{фи}}).$$

В случае ППК с индукционным ИП кроме выполнения условий динамической точности и запаса устойчивости необходи-

ма качественная фильтрация пульсаций сигнала рассогласования u_p , имеющих место после демодуляции несущей, т.е. необходимо сглаживание. Поскольку действие пульсаций аналогично действию помехи на входе системы, то коэффициент сглаживания

$$K_{\text{сгл}} = \left| \frac{1 + W(j\omega_n)}{W(j\omega_n)} \right|,$$

где $W(j\omega_n)$ — частотная передаточная функция разомкнутой

$$\text{системы при } \omega = \omega_n, \quad W(j\omega_n) = \frac{K_\omega}{j\omega_n \prod_{i=1}^n (T_{\phi i} j\omega_n + 1)}; \quad \omega_n =$$

$= 2\pi f_n m$ — частота пульсаций; здесь f_n — частота напряжения питания ИП; m — число фаз.

Коэффициент сглаживания $K_{\text{сгл}} > 1$, поэтому можно воспользоваться приближенным выражением

$$K_{\text{сгл}} \approx |1/W(j\omega_n)|. \quad (4.4)$$

Выражение (4.4) после преобразований примет вид

$$K_{\text{сгл}} \approx \frac{\omega_n}{K_\omega} \prod_{i=1}^n \sqrt{1 + T_{\phi i}^2 \omega_n^2}.$$

Если коэффициент сглаживания удовлетворяет предъявляемым требованиям, то расчет системы на этом заканчивается. В противном случае типовая ЛАЧХ сдвигается вдоль оси частот и повторно выполняется расчет средств коррекции. Сдвиг ЛАЧХ вдоль оси частот не изменяет запаса устойчивости замкнутой системы. Однако при этом изменяется быстродействие системы и, следовательно, динамическая точность воспроизведения входного воздействия.

Системы с астатизмом второго порядка. Положим, что

известно максимальное значение ускорения $\dot{\omega}_{\max}$ входного воздействия, а другие ограничения отсутствуют. Тогда минимальное значение общего коэффициента передачи разомкнутой системы с астатизмом второго порядка (добротности по ускорению) $K_{\omega} \geq \omega_{\max} / \delta_{\max}$.

Для систем с астатизмом второго порядка рекомендуется выбирать в качестве желаемой ЛАЧХ типа 2-1-2 или 2-1-2-3. Системы с такими ЛАЧХ образуются при последовательном соединении интегрирующего, пропорционально-интегрирующего и инерционного звеньев. Она известна также под названием двукратно интегрирующей системы.

Передающая функция разомкнутой линеаризованной системы с астатизмом второго порядка согласно выражению (4.2) имеет вид

$$W(p) = \frac{K_{\omega} (T_k p + 1)}{p^2 \prod_{i=1}^n (T_{\phi i} p + 1)}.$$

Общий коэффициент передачи разомкнутой системы с астатизмом второго порядка

$$K_{\omega} = K_{\phi.p} \cdot C_{n.p} \cdot K_{дм} \prod_{i=1}^n K_{\phi i} \cdot K_{к.з} \cdot \frac{1}{T_k} K_{п.н.ч} \cdot \frac{\pi}{2^{r-1}}. \quad (4.5)$$

Откуда может быть определен коэффициент передачи изодромного корректирующего звена

$$K_{к.з} = \frac{K_{\omega} \cdot T_k}{K_{\phi.p} \cdot C_{n.p} \cdot K_{дм} \prod_{i=1}^n K_{\phi i} \cdot K_{п.н.ч}} \cdot \frac{2^{r-1}}{\pi}.$$

Протяженность участка ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек:

$$h = \frac{T_k}{n \sum_{i=1}^n T_{\phi i}} = \frac{\omega_{\phi}}{\omega_k},$$

где $T_{\phi i}$ — i -я постоянная времени фильтра n -го порядка;
 T_k — постоянная времени корректирующего звена; ω_k , ω_ϕ — сопрягающие частоты.

Следует отметить, что чем больше протяженность участка с наклоном — 20 дБ/дек, тем больше запас устойчивости и тем выше качество переходного процесса. Связь между значением h и показателем колебательности M следующая: $h = (M + 1)/(M - 1)$ и $M = (h + 1)/(h - 1)$.

Техническая реализация системы тем проще, чем меньше значение h . Оптимальные параметры ЛАЧХ определяются из выражений

$$T_k = \frac{1}{\omega_o} \sqrt{\frac{M}{M-1}}; \quad \sum_{i=1}^n T_{\phi i} = \frac{1}{\omega_o} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}, \quad (4.6)$$

где $\omega_o = \sqrt{K_\omega}$ — базовая частота.

Вместо базовой частоты ω_o можно пользоваться частотой среза ω_c . Тогда, учитывая, что $\omega_c = K_\omega T_k = \omega_o^2 T_k$, можно получить выражения (4.6) в виде

$$T_k = \frac{1}{\omega_c} \frac{M}{M-1}; \quad \sum_{i=1}^n T_{\phi i} = \frac{1}{\omega_c} \frac{M}{M+1}.$$

Фазовая характеристика системы

$$\theta(\omega) = -\pi + \operatorname{arctg} \omega T_k - \sum_{i=1}^n (\operatorname{arctg} \omega T_{\phi i}).$$

Запретная область для фазовой характеристики при заданном показателе колебательности M определяется согласно выражению, приведенному в работах [12, 50]:

$$\theta_m(\omega) = -\pi + \arccos \frac{M^2 / (M^2 - 1) + (\omega_c / \omega)^2}{(2M^2 / (M^2 - 1)) \omega_c / \omega}.$$

После определения параметров ППК по условиям динамической точности и запаса устойчивости необходимо проверить выполнение условий фильтрации. С этой целью воспользуемся частотной передаточной функцией разомкнутой системы при $\omega = \omega_n$:

$$W(j\omega_n) = \frac{K_{\omega} (T_{\kappa} j\omega_n + 1)}{(j\omega_n)^2 \prod_{i=1}^n (T_{\phi i} j\omega_n + 1)}.$$

Коэффициент сглаживания в этом случае

$$K_{\text{сгл}} \approx \frac{\omega_n^2}{K_{\omega}} \frac{1}{\sqrt{T_{\kappa}^2 \omega_n^2 + 1}} \prod_{i=1}^n \sqrt{T_{\phi i}^2 \omega_n^2 + 1}.$$

Рассмотрим основные особенности синтеза средств коррекции ППК с переменной дискретностью. Методику динамического синтеза корректирующих звеньев, изложенную выше, можно использовать и для ППК с переменной дискретностью при выполнении условия их квазистационарности.

Условие квазистационарности формулируется следующим образом: при любом значении дискретности система должна обеспечивать постоянство общего коэффициента передачи разомкнутой системы, а именно $K_{\omega} = \text{const}$ для системы с астатизмом первого порядка и $K_{\omega} = \text{const}$ для системы с астатизмом второго порядка. На практике условие квазистационарности может быть реализовано следующим образом. Представим ППК с переменной дискретностью в виде двух квазистационарных систем с фиксированными значениями дискретности. В этом случае общие коэффициенты передачи разомкнутых систем с астатизмом первого порядка согласно выражению (4.3) при малом значении дискретности, когда все разряды реверсивного счетчика подключены,

$$K_{\omega} = K_{\text{ф.п}} \cdot C_{\text{н.п}} \cdot K_{\text{дм}} \prod_{i=1}^n K_{\text{ф}i} K_{\text{к.з}} K_{\text{п.н.ч}i} \frac{\pi}{2^{r-1}}, \quad (4.7)$$

при большом, когда отключены l разрядов реверсивного счетчика,

$$K_{\omega} = K_{\text{ф.п}} C_{\text{н.п}} K_{\text{дм}} \prod_{i=1}^n K_{\text{фл}} K_{\text{к.з}} K_{\text{п.н.ч2}} \frac{\pi}{2^{r-l-1}}. \quad (4.8)$$

Аналогично, согласно выражению (4.5) могут быть определены общие коэффициенты разомкнутых систем с астатизмом второго порядка при малом значении дискретности

$$K_{\omega}^{\cdot} = K_{\text{ф.п}} C_{\text{н.п}} K_{\text{дм}} \prod_{i=1}^n K_{\text{фл}} K_{\text{к.з}} \frac{1}{T_{\text{к}}} K_{\text{п.н.ч1}} \frac{\pi}{2^{r-1}}, \quad (4.9)$$

при большом значении дискретности

$$K_{\omega}^{\cdot} = K_{\text{ф.п}} C_{\text{н.п}} K_{\text{дм}} \prod_{i=1}^n K_{\text{фл}} \times \\ \times K_{\text{к.з}} \frac{1}{T_{\text{к}}} K_{\text{п.н.ч2}} \frac{\pi}{2^{r-l-1}}. \quad (4.10)$$

Из выражений (4.7) – (4.10) следует, что для обеспечения постоянства общих коэффициентов K_{ω} и K_{ω}^{\cdot} передачи разомкнутых систем необходимо выполнить равенство

$$K_{\text{п.н.ч1}} \frac{\pi}{2^{r-1}} = K_{\text{п.н.ч2}} \frac{\pi}{2^{r-l-1}} = \text{const}. \quad (4.11)$$

Из равенства (4.11) следует $K_{\text{п.н.ч1}} = 2^l K_{\text{п.н.ч2}}$.

Увеличение коэффициента $K_{\text{п.н.ч1}}$ передачи (крутизны характеристики) преобразователя ПНЧ1 может быть осуществлено включением на входе стандартного ПНЧ дополнительного усилителя с коэффициентом передачи $K_{\text{ус}} = K_{\text{н.д}} = 2^l$.

Напряжение граничного уровня, при котором происходит переключение каналов и изменение дискретности, $U_{\text{г}} \leq U_{\text{огр}} / 2^l$.

При выполнении условия квазистационарности ни динамическая точность, ни запас устойчивости при изменении дискретности не изменяются, сохраняя расчетные значения. ЛАЧХ и ЛФЧХ, построенные для различных фиксированных значений дискретности, совпадают.

При таком подходе синтез корректирующих звеньев ППК с переменной дискретностью по методике, изложенной выше для систем с постоянной дискретностью и астатизмом первого и второго порядков, не вызывает каких-либо затруднений.

Для исходных данных ППК с фотоэлектрическим ИП:

$$\begin{aligned} \text{а) астатизм первого порядка: } \omega_{\max} &= 21 \text{ рад/с; } M = \\ &= 1,03; K_{\text{ф.п}} = 0,955; C_{\text{н.п}} = 5 \text{ В; } K_{\text{дм}} = 1; K_{\text{ф}} = 1; \\ K_{\text{п.н.ч}} &= 125 \cdot 10^3 \text{ Гц/В; } r = 7; \delta_{\max} = 0,461 \cdot 10^{-3} \text{ рад;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{б) астатизм второго порядка: } \omega_{\max} &= 3500 \text{ рад/с}^2; \\ \delta_{\max} &= 0,0972 \cdot 10^{-3} \text{ рад; остальные данные те же, выпол-} \\ \text{нены расчеты согласно методике и определены параметры} & \\ \text{корректирующих звеньев ППК:} & \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{а) астатизм первого порядка: } K_{\omega} &= 45 \ 561 \text{ с}^{-1}; \omega_o = \\ &= 45 \ 561 \text{ с}^{-1}; T_{\text{ф}} = 14,4 \cdot 10^{-6} \text{ с; } \omega_{\text{ф}} = 69 \ 290 \text{ с}^{-1}; \\ K_{\text{к.з}} &= 1,6; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{б) астатизм второго порядка: } K_{\omega} &= 36 \cdot 10^6 \text{ с}^{-2}; \omega_o = \\ &= 6000 \text{ с}^{-1}; \omega_c = 35 \ 156 \text{ с}^{-1}; T_{\text{к}} = 0,977 \cdot 10^{-3} \text{ с; } \\ \omega_{\text{к}} &= 1024 \text{ с}^{-1}; T_{\text{ф}} = 14,4 \cdot 10^{-6} \text{ с; } \omega_{\text{ф}} = 69 \ 290 \text{ с}^{-1}; \\ K_{\text{к.з}} &= 1,2. \end{aligned}$$

По данным расчетов для ППК с фотоэлектрическим ИП построены ЛАЧХ и ЛФЧХ (рис. 4.3).

Для исходных данных ППК с индукционным ИП и постоянной дискретностью:

а) астатизм первого порядка: $\omega_{\max} = 105 \text{ рад/с}$; $M = 1,03$; $K_{\text{ф.п}} = 0,955$; $C_{\text{н.п}} = 8 \text{ В}$; $K_{\text{дм}} = 0,637$; $K_{\text{ф}} = 1$; $f_{\text{п}} = 10\,000 \text{ Гц}$; $m = 2$; $K_{\text{п.н.ч}} = 125 \cdot 10^3 \text{ Гц/В}$; $r = 12$;
 $\delta_{\max} = 0,0182 \text{ рад}$;

б) астатизм второго порядка: $\omega_{\max} = 3500 \text{ рад/с}^2$;
 $\delta_{\max} = 0,00608 \text{ рад}$; остальные данные те же, выполнены

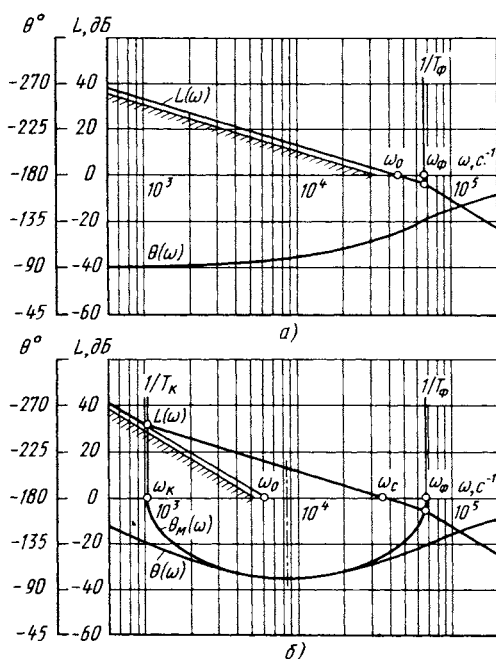


Рис. 4.3. ЛАЧХ и ЛФЧХ ППК с фотоэлектрическим ИП:

а — астатизм первого порядка; б — астатизм второго порядка

расчеты согласно методике и определены параметры корректирующих звеньев ППК:

$$\begin{aligned} \text{а) астатизм первого порядка: } K_{\omega} &= 5764 \text{ с}^{-1}; \omega_o = \\ &= 5764 \text{ с}^{-1}; T_{\phi} = 114 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \omega_{\phi} = 8766 \text{ с}^{-1}; K_{\kappa.з} = 6,2; \\ \omega_{\Pi} &= 125\,664 \text{ рад/с}; K_{\text{сгл1}} = 313; K_{\text{сгл2}} = 1140; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{б) астатизм второго порядка: } K_{\omega} &= 0,576 \cdot 10^6 \text{ с}^{-2}; \omega_o = \\ &= 759 \text{ с}^{-1}; \omega_c = 4448 \text{ с}^{-1}; T_{\kappa} = 7,719 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \omega_{\kappa} = \\ &= 129,6 \text{ с}^{-1}; T_{\phi} = 114 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \omega_{\phi} = 8766 \text{ с}^{-1}; K_{\kappa.з} = \\ &= 4,8; K_{\text{сгл1}} = 406; K_{\text{сгл2}} = 1478. \end{aligned}$$

Для исходных данных ППК с индукционным ИП, переменной дискретностью и астатизмом второго порядка:

$$\begin{aligned} \text{а) фильтр первого порядка: } \dot{\omega}_{\max} &= 3500 \text{ рад/с}^2; \omega_{\max} = \\ &= 105 \text{ рад/с}; M = 1,03; K_{\phi.п} = 0,955; C_{н.п} = 8 \text{ В}; K_{\text{дм}} = \\ &= 0,637; K_{\phi} = 1; K_{\text{п.н.ч2}} = 125 \cdot 10^3 \text{ Гц/В}; f_{\Pi} = \\ &= 125\,000 \text{ Гц}; m = 2; r = 12; l = 4; K_{н.д} = 16; \delta_{\max} = \\ &= 0,00304 \text{ рад}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{б) фильтр второго порядка: } K_{\phi1} &= K_{\phi2} = 1; \delta_{\max} = \\ &= 0,00024 \text{ рад}; \text{остальные данные те же, выполнены расчеты} \\ &\text{согласно методике и определены параметры корректирующих} \\ &\text{звеньев ППК:} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{а) фильтр первого порядка: } K_{\omega} &= 1,152 \cdot 10^6 \text{ с}^{-2}; \\ \omega_o &= 1073 \text{ с}^{-1}; \omega_c = 6285 \text{ с}^{-1}; T_{\kappa} = 5,459 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \\ \omega_{\kappa} &= 183,2 \text{ с}^{-1}; T_{\phi} = 80,7 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \omega_{\phi} = 12\,395 \text{ с}^{-1}; \\ K_{\kappa.з} &= 0,42; K_{\text{п.н.ч1}} = 2 \cdot 10^6 \text{ Гц/В}; K_{\text{сгл1}} = 31\,664; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{б) фильтр второго порядка: } K_{\omega} &= 14,583 \cdot 10^6 \text{ с}^{-2}; \\ \omega_o &= 3819 \text{ с}^{-1}; \quad \omega_c = 22\,376 \text{ с}^{-1}; \quad T_k = 1,534 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \\ \omega_k &= 651,7 \text{ с}^{-1}; \quad \sum_{i=1}^2 T_{\phi i} = 22,6 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \quad \omega_{\phi} = 44097 \text{ с}^{-1}; \\ K_{к.з} &= 1,5; \quad K_{п.н.ч1} = 2 \cdot 10^6 \text{ Гц/В}; \quad K_{сгл2} = 22\,193. \end{aligned}$$

ЛАЧХ и ЛФЧХ ППК с индукционным ИП аналогичны характеристикам, приведенным на рис. 4.3 для ППК с фотоэлектрическим ИП. Отличие состоит в том, что они сдвинуты влево по оси $\lg \omega$ в низкочастотную область.

4.3. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ – КОД

Моделирование на ЭВМ дает возможность исследовать системы различной сложности на математических моделях и учесть влияние нелинейных характеристик, квантования сигналов по времени и по уровню. Применение широко распространенного метода описания непрерывной части системой дифференциальных уравнений и дискретной системой разностных уравнений вызывает определенные затруднения из-за переменной частоты квантования по времени в ППК.

Для описания моделей ППК может быть использован математический аппарат непрерывных систем, а квантование по уровню и, что особенно важно, по времени позволяет имитировать операция "ent" – определения целочисленной части. Такой подход применим практически во всех случаях и дает достаточно хорошие результаты.

При моделировании, как правило, применяют тот метод численного интегрирования системы дифференциальных уравнений, для которого имеется стандартная программа, входящая в состав математического обеспечения ЭВМ. На ЭВМ серии ЕС и других для решения системы дифференциальных уравнений используют стандартную подпрограмму RKGS, записанную на алгоритмическом языке ФОРТРАН и реализующую одну из модификаций метода Рунге–Кутты.

При подготовке задачи моделирования на ЭВМ задание на

программирование включает сведения [35]: о системе дифференциальных уравнений; начальные условия; коэффициенты, графики или таблицы функций; интервал решения задачи; перечень выходных переменных.

Структурная схема модели ППК с постоянной дискретностью представлена на рис. 4.4. Модель ППК с астатизмом первого порядка описывается системой дифференциальных уравнений:

а) фильтр первого порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_\phi} \left[K_\phi K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} \sin(K_\varepsilon Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_4) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \text{ent}(K_{\text{п.н.ч}} K_{\text{н.э}} K_{\text{к.з}} Y_3);$$

б) фильтр второго порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 1}} \left[K_{\phi 1} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} \sin(K_\varepsilon Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_5) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 2}} (K_{\phi 2} Y_3 - Y_4);$$

$$\frac{dY_5}{dt} = \text{ent}(K_{\text{п.н.ч}} K_{\text{н.э}} K_{\text{к.з}} Y_4).$$

Нелинейный элемент типа ограничения представлен коэффициентом $K_{\text{н.э}}$, значение которого изменяется в соответствии с условием

$$K_{\text{н.э}} = \begin{cases} 1, & \text{если } |B_1| \leq |U_{\text{огр}}|; \\ \frac{|U_{\text{огр}}|}{|B_1|}, & \text{если } |B_1| > |U_{\text{огр}}|. \end{cases} \quad (4.12)$$

где $B_1 = K_{\text{к.з}} Y_3$.

Коэффициент передачи демодулятора в общем случае также представляет собой нелинейность, описываемую функцией

$$K_{\text{дм}} = |\sin 2\pi f_{\text{п}} T_{\text{т}} i|,$$

где $i = 0, 1, 2, \dots$; $T_{\text{т}}$ – такт таймера, $T_{\text{т}} \leq 1/8f_{\text{п}}$.

В частном случае, для фотоэлектрического ИП $K_{\text{дм}} = 1$.

Имитация квантования по уровню и по времени в модели ППК реализуется с помощью операции "ent". Шаг численного интегрирования при решении дифференциальных уравнений, определяемый тактом таймера, должен быть значительно меньше наименьшей постоянной времени $T_{\phi i}$ имеющейся в системе [35]. Такт таймера моделей выбран $T_{\text{т}} = 10^{-6}$ с для фотоэлектрического и $T_{\text{т}} = 5 \cdot 10^{-6}$ с для индукционного ИП.

Модель ППК с астатизмом второго порядка описывается системой дифференциальных уравнений:

а) фильтр первого порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi}} \left[K_{\phi} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} \sin(K_{\phi} Y_2 - \frac{\pi}{2} Y_5) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\kappa}} K_{\kappa.3} Y_3;$$

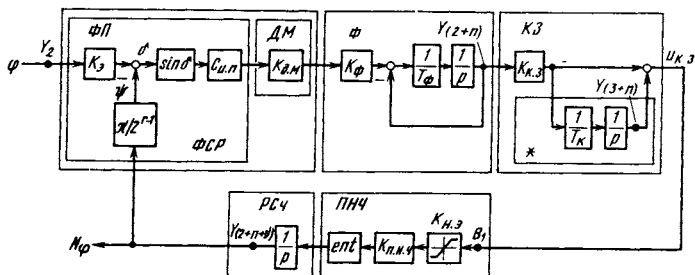


Рис. 4.4. Структурная схема модели ППК с постоянной дискретностью

$$\frac{dY_5}{dt} = \text{ent}[K_{\text{п.н.ч}} K_{\text{н.э}} (K_{\text{к.з}} Y_3 + Y_4)];$$

б) фильтр второго порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 1}} \left[K_{\phi 1} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} \sin(K_{\text{э}} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_6) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 2}} (K_{\phi 2} Y_3 - Y_4);$$

$$\frac{dY_5}{dt} = \frac{1}{T_{\text{к}}} K_{\text{к.з}} Y_4;$$

$$\frac{dY_6}{dt} = \text{ent}[K_{\text{п.н.ч}} K_{\text{н.э}} (K_{\text{к.з}} Y_4 + Y_5)].$$

Коэффициент $K_{\text{н.э}}$ передачи нелинейного элемента определяется согласно выражению (4.12) при $B_1 = K_{\text{к.з}} Y_3 + Y_4$.

Остальные данные без изменений.

Структурная схема модели ППК с переменной дискретностью представлена на рис. 4.5.

Модель ППК с астатизмом первого порядка описывается системой дифференциальных уравнений:

а) фильтр первого порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi}} \left[K_{\phi} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} \sin(K_{\text{э}} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_4) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \text{ent}(K_{\text{п.н.ч1}} K_{\text{н.э1}} K_{\text{к.з}} Y_3) +$$

$$+ K_{\text{н.д}} \text{ent}[K_{\text{п.н.ч2}} K_{\text{н.э2}} (1 - K_{\text{н.э3}}) K_{\text{к.з}} Y_3];$$

б) фильтр второго порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 1}} \left[K_{\phi 1} K_{\text{дм}} C_{\text{н.п}} \sin(K_{\text{э}2} Y_2 - \frac{\pi}{2} Y_5) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\phi 2}} (K_{\phi 2} Y_3 - Y_4);$$

$$\begin{aligned} \frac{dY_5}{dt} = & \text{ent}(K_{\text{п.н.ч1}} K_{\text{н.э1}} K_{\text{к.з}} Y_4) + \\ & + K_{\text{н.д}} \text{ent}[K_{\text{п.н.ч2}} K_{\text{н.э2}} (1 - K_{\text{н.э3}}) K_{\text{к.з}} Y_4]. \end{aligned}$$

Нелинейные элементы типа ограничения представлены коэффициентами $K_{\text{н.э1}} - K_{\text{н.э3}}$, значения которых изменяются в соответствии с условиями

$$K_{\text{н.э1}} = K_{\text{н.э3}} = \begin{cases} 1, & \text{если } |B_1| \leq |U_r|; \\ \frac{|U_r|}{|B_1|}, & \text{если } |B_1| > |U_r|, \end{cases} \quad (4.13)$$

где $B_1 = K_{\text{к.з}} Y_3$;

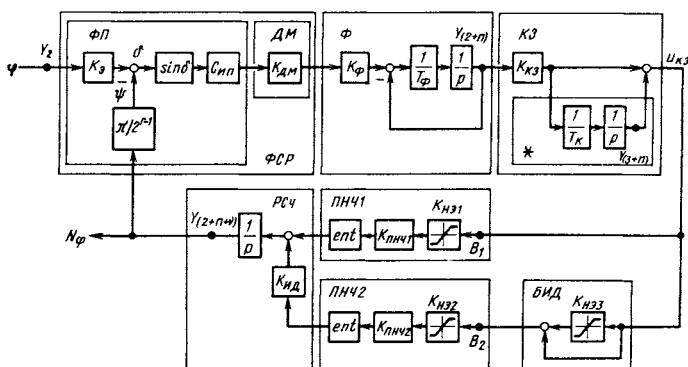


Рис. 4.5. Структурная схема модели ППК с переменной дискретностью

$$K_{н.э2} = \begin{cases} 1, & \text{если } |B_2| \leq |U_{огр}|; \\ \frac{|U_{огр}|}{|B_2|}, & \text{если } |B_2| > |U_{огр}|, \end{cases} \quad (4.14)$$

где $B_2 = (1 - K_{н.э3})B_1$.

Такт таймера модели $T_T = 10^{-6}$ с. Остальные данные без изменений.

Модель ППК с астатизмом второго порядка описывается системой дифференциальных уравнений:

а) фильтр первого порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_\phi} \left[K_\phi K_{дм} C_{н.п} \sin(K_9 Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_5) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_K} K_{к.з} Y_3;$$

$$\begin{aligned} \frac{dY_5}{dt} = & \text{ent}[(K_{п.н.ч1} K_{н.э1} (K_{к.з} Y_3 + Y_4))] + \\ & + K_{н.д} \text{ent}[K_{п.н.ч2} K_{н.э2} (1 - K_{н.э3}) (K_{к.з} Y_3 + Y_4)]; \end{aligned}$$

б) фильтр второго порядка

$$\frac{dY_3}{dt} = \frac{1}{T_{\phi1}} \left[K_{\phi1} K_{дм} C_{н.п} \sin(K_9 Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_6) - Y_3 \right];$$

$$\frac{dY_4}{dt} = \frac{1}{T_{\phi2}} (K_{\phi2} Y_3 - Y_4);$$

$$\frac{dY_5}{dt} = \frac{1}{T_K} K_{к.з} Y_4;$$

$$\frac{dY_6}{dt} = \text{ent}[K_{\text{н.н.ч1}} K_{\text{н.э1}} (K_{\text{к.з}} Y_4 + Y_5)] + \\ + K_{\text{н.д}} \text{ent}[K_{\text{п.н.ч2}} K_{\text{н.э2}} (1 - K_{\text{н.э3}}) (K_{\text{к.з}} Y_4 + Y_5)].$$

Коэффициенты $K_{\text{н.э1}}$ и $K_{\text{н.э3}}$ передачи нелинейных элементов определяют согласно выражению (4.13) при $B_1 = K_{\text{к.з}} Y_3 + Y_4$. Коэффициент $K_{\text{н.э2}}$ передачи нелинейного элемента определяют согласно выражению (4.14). Остальные данные без изменений.

Начальные условия

$$\frac{dY_1}{dt} = \frac{dY_2}{dt} = \dots = \frac{dY_{(2+n+\nu)}}{dt} = 0;$$

$$Y_1 = Y_2 = \dots = Y_{(2+n+\nu)} = 0,$$

где n — порядок фильтра; ν — порядок астатизма системы.

Для моделирования ППК использованы данные расчетов, приведенные в п. 4.2. Выполнено исследование переходных процессов при типовых входных воздействиях.

Динамическую погрешность при моделировании рассчитывали согласно выражению

$$\delta = \left[K_{\text{э}} Y_2 - \frac{\pi}{2^{r-1}} Y_{(2+n+\nu)} \right].$$

Ступенчатое входное воздействие при моделировании ППК описывалось в виде $Y_2 = \pi/2K_{\text{э}}$.

Интервал решения задачи: при фотоэлектрическом ИП — 0,00025 с; при индукционном ИП — 0,0025 с.

Результаты моделирования ППК с фильтрами первого порядка приведены на рис. 4.6.

При ступенчатом входном воздействии перерегулирование не превышает: у ППК с фотоэлектрическим ИП (рис. 4.6, а) при астатизме первого порядка 6,25 % (кривая 1), при астатизме второго порядка 6,25 % (кривая 2); у ППК с индук-

ционным ИП (рис. 4.6, б): при астатизме первого порядка – 4,2 % (кривая 1), при постоянной дискретности и астатизме второго порядка – 7,5 % (кривая 2); при переменной дискретности и астатизме второго порядка перерегулирование не более 4,9 % (кривая 3).

Линейно возрастающее входное воздействие при моделировании ППК описывалось системой дифференциальных уравнений:

$$\frac{dY_1}{dt} = \dot{\omega}_{\max};$$

$$\frac{dY_2}{dt} = K_{\text{огр}} Y_1,$$

где $K_{\text{огр}}$ – коэффициент ограничения значения скорости;

$$K_{\text{огр}} = \begin{cases} 1, & \text{если } |Y_1| \leq |\dot{\omega}_{\max}|; \\ \frac{|\dot{\omega}_{\max}|}{|Y_1|}, & \text{если } |Y_1| > |\dot{\omega}_{\max}|. \end{cases}$$

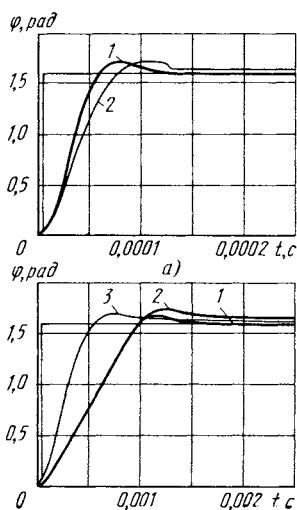


Рис. 4.6. Переходные процессы ППК при ступенчатом входном воздействии:

а – фотоэлектрический ИП с интерполяцией: 1 – астатизм первого порядка; 2 – астатизм второго порядка; **б** – индукционный ИП: 1 – астатизм первого порядка; 2 – астатизм второго порядка и постоянная дискретность; 3 – астатизм второго порядка и переменная дискретность

Исходные данные для моделирования ППК

с фотоэлектрическим ИП: $K_9 = 2500$; $\omega_{\max} = 21$ рад/с;
 $\dot{\omega}_{\max} = 3500$ рад/с²;

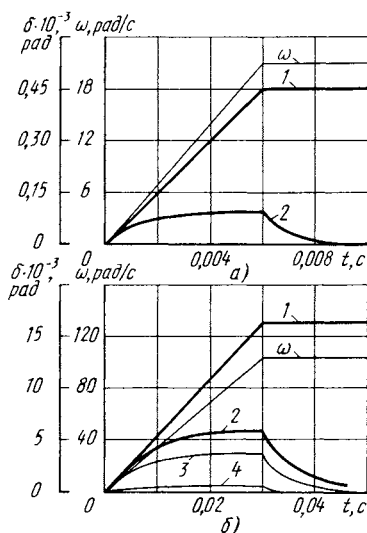
с индукционным ИП: $K_9 = 5$ или 128; $\omega_{\max} = 105$ рад/с;
 $\dot{\omega}_{\max} = 3500$ рад/с².

Интервал решения задачи: при фотоэлектрическом ИП – 0,010 с; при индукционном ИП – 0,050 с.

Результаты моделирования ППК приведены на рис. 4.7. Динамическая погрешность при линейно возрастающем входном воздействии не превышает: у ППК с фотоэлектрическим ИП и фильтром первого порядка (рис. 4.7, а) при астатизме первого порядка $0,451 \cdot 10^{-3}$ рад (кривая 1); при астатизме второго порядка $0,093 \cdot 10^{-3}$ рад (кривая 2); у ППК с индукционным ИП (рис. 4.7, б) при постоянной дискретности, фильтре первого порядка и астатизме первого порядка – 0,0180 рад (кривая 1); то же и астатизме второго порядка – 0,0058 рад (кривая 2); при переменной дискретности, астатизме второго порядка и фильтре первого порядка динами-

Рис. 4.7. Переходные процессы ППК при линейно возрастающем входном воздействии:

а – фотоэлектрический ИП с интерполяцией: 1 – астатизм первого порядка; 2 – астатизм второго порядка; б – индукционный ИП: 1 – астатизм первого порядка; 2 – астатизм второго порядка и постоянная дискретность; 3, 4 – астатизм второго порядка и переменная дискретность



ческая погрешность не более 0,0038 рад (кривая 3), при фильтре второго порядка не более 0,0004 рад (кривая 4).

Экспоненциальное входное воздействие при моделировании ППК описывалось дифференциальным уравнением

$$\frac{dY_2}{dt} = \omega_{\max} (1 - e^{-t/T_p}),$$

где T_p — постоянная времени разгона.

Исходные данные для моделирования ППК

с фотоэлектрическим ИП: $K_s = 2500$; $\omega_{\max} = 21$ рад/с;

$T_p = 0,005$ с;

с индукционным ИП: $K_s = 5$ или 128; $\omega_{\max} = 105$ рад/с;

$T_p = 0,020$ с.

Интервал решения задачи: при фотоэлектрическом ИП — 0,015 с; при индукционном ИП — 0,10 с.

Результаты моделирования ППК приведены на рис. 4.8. Динамическая погрешность при экспоненциальном входном воздействии не превышает у ППК с фотоэлектрическим ИП и фильтром первого порядка (рис. 4.8, а) при астатизме пер-

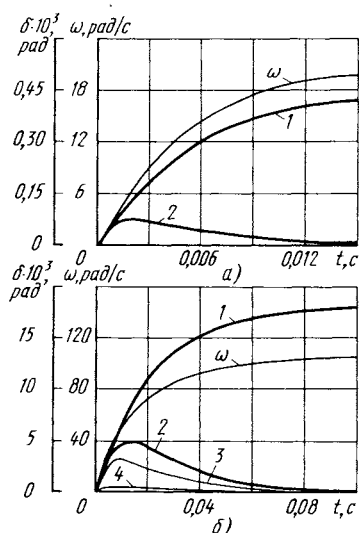


Рис. 4.8. Динамические погрешности ППК при экспоненциальном входном воздействии:

а — фотоэлектрический ИП с интерполяцией: 1 — астатизм первого порядка; 2 — астатизм второго порядка; б — индукционный ИП: 1 — астатизм первого порядка; 2 — астатизм второго порядка и постоянная дискретность; 3, 4 — астатизм второго порядка и переменная дискретность

вого порядка $0,442 \cdot 10^{-3}$ рад (кривая 1), при астатизме второго порядка $0,076 \cdot 10^{-3}$ рад (кривая 2); у ППК с индукционным ИП (рис. 4.8, б) при постоянной дискретности, фильтре первого порядка и астатизме первого порядка – $0,0178$ рад (кривая 1), то же и астатизме второго порядка – $0,0050$ рад (кривая 2); при переменной дискретности, астатизме второго порядка и фильтре первого порядка динамическая погрешность не более $0,0029$ рад (кривая 3), фильтре второго порядка не более $0,0003$ рад (кривая 4).

Полученные значения динамической погрешности могут быть использованы при моделировании ЦЭП (см. гл. 6).

4.4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ – КОД

Особенности построения и практической реализации преобразователей перемещение – код рассмотрим на примере унифицированного ППК, принципы работы которого были изложены в п. 1.4. Его функциональная схема приведена на рис. 4.9. В состав унифицированного ППК входят синусно-косинусный ИП (фотоэлектрический или индукционный) с блоком питания

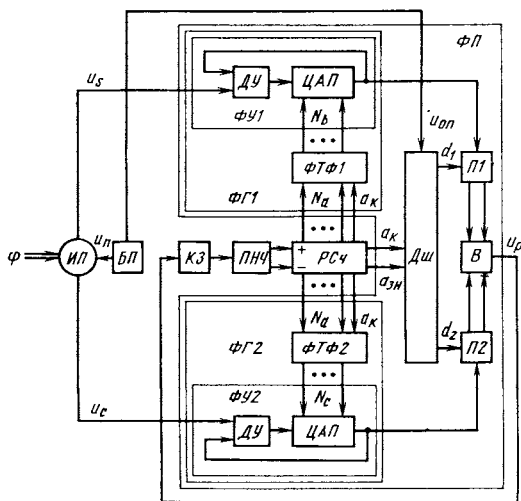


Рис. 4.9. Функциональная схема унифицированного ППК

БП, функциональный преобразователь ФП, корректирующее звено КЗ, ПНЧ и реверсивный счетчик РСч.

Основными элементами функционального преобразователя ФП являются функциональные генераторы ФГ1 и ФГ2. Каждый из них состоит из функционального умножителя ФУ1 или ФУ2 и формирователя треугольной функции ФТФ1 и ФТФ2. В состав функционального преобразователя также входят дешифратор Дш, переключатели квадрантов П1 и П2, вычитатель В.

Электрическая схема функционального умножителя ФУ приведена на рис. 4.10, а. От ИП на вход умножителя поступает сигнал $u_{\text{вх}}$ и через дифференциальный усилитель ДУ подается на аналоговый вход ЦАП. Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ ЦАП в соответствующем масштабе вычитается из входного согласно выражению

$$u_{\text{вых}} = \left[u_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1} - u_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right] \frac{N_{b(c)}}{2^k}$$

или

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1} 2^{-k} N_{b(c)} \left(1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \right. \\ \left. \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} 2^{-k} N_{b(c)} \right)^{-1}.$$

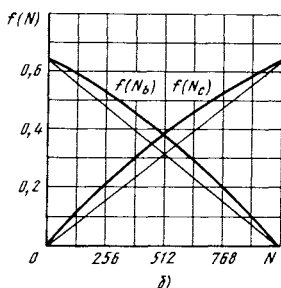
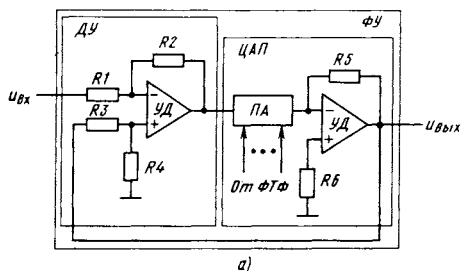


Рис. 4.10. Функциональный умножитель:

а — электрическая схема; б — функциональные зависимости $f(N_b)$ и $f(N_c)$

После введения обозначений $K_a = \frac{R_2}{R_1} 2^{-k}$,

$$K_b = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} 2^{-k} \text{ получим}$$

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \frac{K_a N_b(c)}{1 + K_b N_b(c)}.$$

Таким образом, умножители $\Phi Y1$ и $\Phi Y2$ реализуют функции двухквadrантного умножения входных сигналов u_s и u_c на рациональные функции вида

$$f(N_b) = \frac{K_a N_b}{1 + K_b N_b}, \quad f(N_c) = \frac{K_a N_c}{1 + K_b N_c}.$$

Оптимизация коэффициентов K_a и K_b на ЭВМ методом Гаусса-Зайделя по критерию минимума погрешности аппроксимации, определяемой согласно выражению $\Delta\psi = \arctg \frac{f(N_c)}{f(N_b)} -$

$- K_3 \varphi$, дала следующие результаты: $K_a = 0,9765 \cdot 10^{-3}$; $K_b = 0,5419 \cdot 10^{-3}$.

Для полученных значений коэффициентов на рис. 4.10, б построены зависимости $f(N_b)$ и $f(N_c)$. Число разрядов элемента ПА принято равным 10. В качестве него может быть использована микросхема К572ПА1. Методическая ошибка преобразования, обусловленная использованием нелинейных рациональных функций $f(N_b)$ и $f(N_c)$, не превышает $\pm 0,5585 \times 10^{-3}$ рад.

Работу узлов канала формирования и обработки сигнала рассогласования рассмотрим, воспользовавшись электрической схемой, приведенной на рис. 4.11. Для того, чтобы при использовании двухквadrантного умножителя обеспечить работу в четырех квадрантах и определять сигнал ошибки в

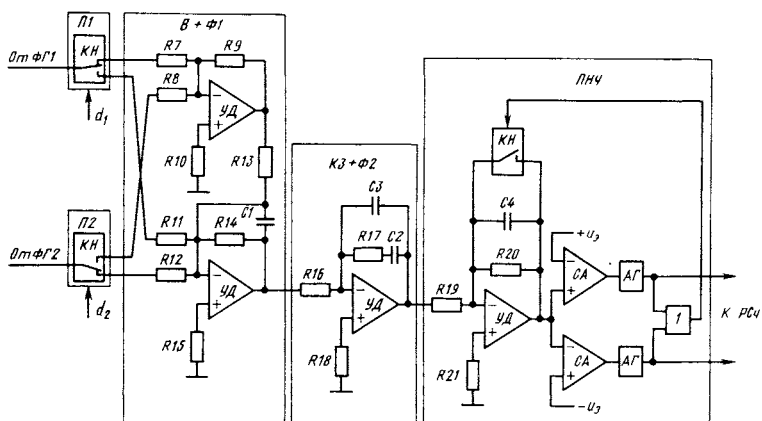


Рис. 4.11. Схема формирования и обработки сигнала рассогласования

4.1. Зависимость коэффициентов передачи

Номер квадранта	Код квадранта		Знак функции	
	$a_{\text{зн}}$	$a_{\text{к}}$	$\sin K_{\text{э}} \varphi$	$\cos K_{\text{э}} \varphi$

1	0	0	+	+
2	0	1	+	—
3	1	0	—	—
4	1	1	—	+

виде $u_p = K_T \frac{U}{m} \sin(K_\varphi \varphi - \psi) |\sin \omega t|$, необходимо изменять с помощью коэффициентов передачи $K_{в1}$ и $K_{в2}$ вычитателя знаки выходных напряжений функциональных генераторов $\Phi Г1$ и $\Phi Г2$. Изменение знаков коэффициентов передачи $K_{в1}$ и $K_{в2}$ осуществляется с помощью переключателей квадрантов $П1$ и $П2$ с ключевыми элементами $КН$ (микросхема К590КН4), управляемыми от дешифратора $Дш$, который анализирует логические сигналы a_k , $a_{зн}$ и $a_{оп}$. При этом логический сигнал $a_{оп}$ формируется в соответствии с условием $a_{оп} = 1$, $u_{оп} = 1$, если $u_p \geq 0$; $a_{оп} = 0$, $u_{оп} = -1$, если $u_p < 0$.

Будем считать, что верхнее положение переключателей $П1$ и $П2$ соответствует логическим значениям сигналов дешифратора $Дш$ $d_1 = 1$ и $d_2 = 1$, а нижнее — значениям $d_1 = 0$ и

вычитателя от номера квадранта

Логическая функция $a_{оп}$	Сигналы дешифратора		Коэффициент передачи вычитателя	
	d_1	d_2	$K_{в1}$	$K_{в2}$
1	1	0	+1	-1
0	0	1	-1	+1
1	1	1	+1	+1
0	0	0	-1	-1
1	0	1	-1	+1
0	1	0	+1	-1
1	0	0	-1	-1
0	1	1	+1	+1

$d_2 = 0$. Тогда при условии равенства $R_7 = R_8 = R_9 = R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_{14} = R$ логические значения сигналов d_1 и d_2 дешифратора и коэффициенты $K_{в1}$ и $K_{в2}$ передачи входов вычитателя B от функциональных генераторов $\Phi Г1$ и $\Phi Г2$, соответственно, могут быть определены по табл. 4.1.

Изменение знаков коэффициентов передачи $K_{в1}$ и $K_{в2}$ вычитателя B , синхронное с изменением знака напряжения u_n блока питания $БП$, позволяет дополнительно с помощью переключателей квадрантов $П1$ и $П2$, дешифратора $Дш$ и вычитателя B реализовать функции демодулятора напряжения ошибки слежения.

Вычитатель выполнен в виде дифференциальной схемы с суммирующими входами и частотно зависимым коэффициентом передачи. Дифференциальная схема может быть, например, реализована на двух последовательно соединенных инвертирующих усилителях с суммирующими входами. В цепь обратной связи последнего инвертирующего усилителя вводится конденсатор $C1$, который придает ему свойства инерционного звена первого порядка и делает коэффициент передачи вычитателя частотно зависимым. Таким образом, в вычитатель B входит фильтр $\Phi1$ с передаточной функцией

$$W_{\Phi1}(p) = - \frac{K_{\Phi1}}{T_{\Phi1} p + 1}.$$

где $T_{\Phi1} = R_{14} \cdot C_1$ — постоянная времени первого фильтра; $K_{\Phi1} = R_{14}/R_{13}$ (или R_{14}/R_{11} , R_{14}/R_{12}) — коэффициент передачи первого фильтра.

Зависимость коэффициента передачи вычитателя от частоты позволяет использовать его для фильтрации пульсаций напряжения рассогласования и отказаться от применения специального фильтра.

Динамическая точность ППК определяется параметрами корректирующего звена $KЗ$. Изодромное корректирующее звено имеет передаточную функцию

$$W_{\kappa.3}(p) = - \frac{K_{\kappa.3} (T_{\kappa} p + 1)}{T_{\kappa} p} = - \frac{T_{\kappa 1} p + 1}{T_{\kappa 2} p},$$

где $T_{\kappa 1} = T_{\kappa} = R_{17} \cdot C_2$ — первая постоянная времени корректирующего звена; $T_{\kappa 2} = T_{\kappa} / K_{\kappa 3} = R_{16} \cdot C_2$ — вторая постоянная времени корректирующего звена.

При повышенных требованиях к качеству фильтрации в изодромное корректирующее звено **КЗ** вводится фильтр **Ф2** [67]. Передаточная функция такого совмещенного корректирующего звена

$$W_{\text{с.к.з}}(p) = - \frac{T_{\kappa 1} p + 1}{T_{\kappa 2}} \frac{1}{T_{\Phi 2} p + 1},$$

где $T_{\kappa 1} = R_{17} \cdot C_2$ — первая постоянная времени корректирующего звена; $T_{\kappa 2} = R_{16} (C_2 + C_3)$ — вторая постоянная времени корректирующего звена; $T_{\Phi 2} = R_{17} \cdot C_2 \cdot C_3 / (C_2 + C_3)$ — постоянная времени второго фильтра.

В качестве операционных усилителей в вычитателе **В** и корректирующем звене **КЗ** могут быть использованы интегральные микросхемы К140УД6.

Преобразователь напряжение—частота **ПНЧ** построен на основе быстродействующего операционного усилителя **УД** (интегральная микросхема К544УД2А) с конденсатором **С4** в цепи обратной связи. Передаточная функция звена при работе в линейном режиме

$$W_{\text{п.з}}(p) = - \frac{K_{\text{п.з}}}{T_{\text{п.з}} p + 1},$$

где $T_{\text{п.з}} = R_{20} \cdot C_4$ — постоянная времени звена; $K_{\text{п.з}} = R_{20} / R_{19}$ — коэффициент передачи звена.

Каждый раз, когда конденсатор **С4** заряжается до напряжения $|U_3|$, срабатывает один из компараторов **СА** (интегральная микросхема К554СА1). Из выходного сигнала компаратора с помощью одновибратора **АГ** (микросхема К155АГ3)

формируется короткий импульс, который поступает на выход, а через логический элемент ИЛИ подается на управляющий вход ключа *КН*. При срабатывании ключа разряжается конденсатор *С4*. Далее процесс повторяется. На одном из выходов преобразователя *ПНЧ* формируется последовательность коротких импульсов, частота следования которых пропорциональна входному напряжению: $f_{\text{п.н.ч}} = K_{\text{п.н.ч}} \frac{u}{U_{\text{вх}}}$.

ПНЧ имеет зону нечувствительности $\pm U_{\text{з.н}} = U_{\text{з}} / K_{\text{п.з}}$.

Последовательность импульсов с выхода *ПНЧ* поступает на суммирующий или вычитающий входы реверсивного счетчика *РСч*.

Реверсивный счетчик *РСч* формирует двоичный код

$$N_a = a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_{k-2} 2^{k-2} + \\ + a_{k-1} 2^{k-1} + a_k 2^k + a_{\text{зн}} 2^{k+1},$$

где a_r — весовые коэффициенты младших разрядов, причем $r = 0, 1, 2, \dots, (k-2), (k-1)$; a_k и $a_{\text{зн}}$ — весовые коэффициенты старших разрядов, определяющих номер квадранта.

Формирователи треугольных функций *ФТФ1* и *ФТФ2* (см. рис. 4.9), управляемые логическим сигналом a_k , преобразуют код N_a в двоичные коды:

$$N_b = b_0 2^0 + b_1 2^1 + \dots + b_{k-2} 2^{k-2} + b_{k-1} 2^{k-1};$$

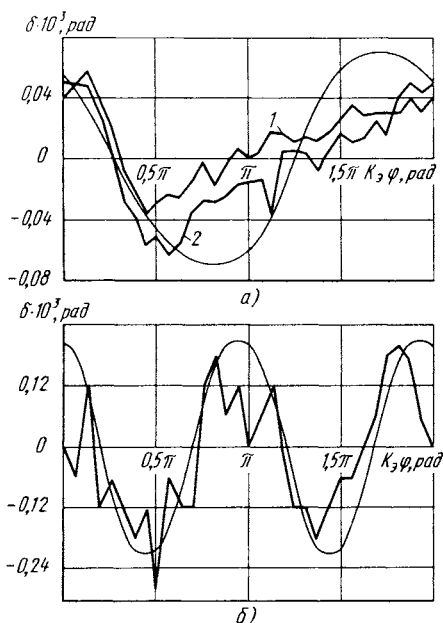
$$N_c = c_0 2^0 + c_1 2^1 + \dots + c_{k-2} 2^{k-2} + c_{k-1} 2^{k-1},$$

где b_r и c_r — весовые коэффициенты;

$$b_r = \begin{cases} \bar{a}_r & \text{при } a_k = 0; \\ a_r & \text{при } a_k = 1, \end{cases} \quad c_r = \begin{cases} a_r & \text{при } a_k = 0; \\ \bar{a}_r & \text{при } a_k = 1. \end{cases}$$

Рис. 4.12. Статические погрешности опытных образцов ППК:

а — фотоэлектрический ИП типа ВЕ-51В (кривые 1 и 2 получены для разных полюсных делений ИП);
б — индукционный ИП типа ВТМ-1М



Коды N_b и N_c представляют собой симметричные треугольные функции разрядов a_0, \dots, a_k выходного кода N_a . Симметричная треугольная функция кода N_c отстает по фазе на $\pi/2$ относительно симметричной треугольной функции кода N_b . Код N_b поступает на управляющий вход функционального умножителя $\PhiУ1$, а код N_c — на управляющий вход функционального умножителя $\PhiУ2$.

С использованием данных расчета корректирующих звеньев были изготовлены опытные образцы ППК с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции, и индукционным ИП. Результаты испытаний опытных образцов, приведенные на рис. 4.12, показали наличие статической погрешности, причиной которой является собственная погрешность ИП.

ГЛАВА 5

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

5.1. ОРГАНИЗАЦИЯ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Микропроцессорное управление многокоординатными электроприводами станков с ЧПУ является типичной задачей управления в реальном масштабе времени, требующей гармоничного сочетания аппаратных средств ядра МПС и внешних устройств связи с программным обеспечением, к разработке которого предъявляются достаточно серьезные требования.

Требования к МПС управления электроприводами прокатных станов и других объектов черной металлургии, изложенные в [72], имеют много общего с требованиями к МПС управления станков с ЧПУ, но необходимо отметить и существенные отличия, в частности, диапазон регулирования скорости в станках на два порядка превышает диапазон регулирования, требуемый для прокатных станов. Большое разнообразие функций, реализуемых в устройствах ЧПУ, привело к созданию мультимикропроцессорных систем (ММПС), в которых функции управления приводом возложены на специализированные микропроцессорные контроллеры, входящие в состав ММПС.

Требования к аппаратным средствам ядра и внешних устройств МПС управления электроприводом, обеспечивающим необходимую скорость обработки данных при требуемой разрядности, сформулированы выше в гл. 1 и 3. Необходимо учитывать еще две группы требований: требования к организации вычислительного процесса и требования к составу программного обеспечения.

В состав ПрО входят следующие группы программ:

- прикладные программы цифрового регулирования;
- программы задания типовых воздействий при наладке электропривода;
- программы аварийной диагностики;
- программы преобразования и индикации переменных, характеризующих состояние электропривода и оборудования;
- программы выдачи сообщений оператору в процессе наладки;

программы тестирования аппаратных средств и модулей программного обеспечения.

Ко времени выполнения различных групп программ предъявляются следующие требования:

программы цифрового регулирования и задания типовых воздействий выполняются с постоянным циклом, определяемым периодом квантования T ; для различных контуров время цикла может быть различным; время выполнения этой группы программ не должно превышать $(0,6-0,8) T$ с учетом необходимого по времени запаса на выполнение программ остальных групп;

программы преобразования и индикации переменных должны быть выполнены за время, меньшее времени реакции оператора;

программы тестирования аппаратных средств и модулей Про используются при автономной отладке МПС управления электроприводом и к времени их выполнения особых требований не предъявляется.

Таким образом, различные группы программ МПС управления электроприводом имеют существенно разные требования к времени их выполнения, что обуславливает необходимость соответствующей организации вычислительного процесса. В частности, короткие программы аварийной диагностики должны иметь наивысший абсолютный приоритет.

Группа программ цифрового регулирования должна выполняться с постоянным циклом за несколько миллисекунд, поэтому необходимо организовать выполнение этой группы с использованием прерываний от генератора постоянной частоты. Частота этих прерываний должна иметь высокую стабильность, поскольку ее удобно использовать для задания и измерения скорости перемещений по управляемым осям. Остальные группы программ выполняются в фоновом режиме, необходимость их выполнения устанавливается путем анализа внешних или внутренних условий готовности.

Таким образом, микропроцессор, используемый для управления электроприводом, должен иметь многоуровневую систему прерываний, причем прерывания от программ аварийной диагностики должны быть немаскируемыми. Этим требованиям удовлетворяют однокристальные микропроцессоры (ОМП) КР1801ВМ2, КР1801ВМ3, КР1810ВМ86, КР1810ВМ88. Напри-

мер, при использовании ОМП серии КР1810 вход немаскируемого прерывания *NMT* используется для аварийной диагностики, прерывания с постоянной частотой, для выполнения программ цифрового регулирования подаются на один из входов контроллера прерываний, а если он не используется, то на вход *TNT* ОМП. Внутренние прерывания (ошибки деления, пошаговой отладки и др.) выполняют обычные функции.

Выше отмечалось, что для микропроцессорного управления электроприводами станков с ЧПУ перспективны мультимикропроцессорные системы, обеспечивающие распределение или закрепление однотипных задач за несколькими однородными процессорами, что повышает быстродействие и увеличивает надежность функционирования системы.

В перечисленных ОМП предусмотрены аппаратные и программные средства, обеспечивающие их объединение в ММПС. В частности, микропроцессоры серии КР1810 при работе в максимальном режиме (MX) могут генерировать сигнал блокировки шины *LOCK*, который имеет активный уровень, в течение цикла выполнения очередной команды, если этой команде предшествовала однобайтная команда *LOCK*, называемая префиксом блокировки [21]. Если в течение времени блокировки разделенную шину запрашивает другой процессор, то МП (или арбитр шины) запоминает запрос, но не подтверждает его до окончания выполнения текущей команды.

Общепринятым способом исключения конфликтов при попытках доступа к общему ресурсу является использование программно-управляемых флагов-семафоров, сигнализирующих о занятости или освобождении ресурса.

Таким образом, перед разработчиком МПС управления электроприводом стоит задача разработать перечисленные выше группы прикладных программ для использования в системе, обеспечивающей многоуровневые прерывания в ходе отладки и нормальной работы разработанного Про и обладающей возможностью организации мультипроцессорной работы. Изложенные выше соображения разработчик должен учитывать уже на стадии создания алгоритмического обеспечения, являющейся первой стадией разработки математического обеспечения.

Математическое обеспечение (МО) микропроцессорной системы состоит из алгоритмического и программного обеспечения. При создании МО необходимо соблюдать принцип мо-

дульности, заключающийся в том, что общая задача управления разбивается на ряд частных задач, для каждой из которых составляется алгоритм и разрабатывается программный модуль. Например, в общей задаче управления ЭП можно выделить задачи обработки сигналов датчиков, реализации цифровых регуляторов, компенсации нелинейностей и т.д. Алгоритмы для каждой из этих частных задач составляются на основе математического описания задачи. При составлении алгоритма следует стремиться к тому, чтобы используемые в нем идентификаторы и имена могли быть впоследствии без изменений включены в тексты программ. Алгоритмическое обеспечение является наиболее универсальной частью МО и сравнительно мало зависит от конкретной реализации МПС управления.

Разработка программного обеспечения начинается с выбора языка программирования. Здесь существует теоретическая возможность выбора между языком Ассемблер соответствующего МП и одним из языков высокого уровня (Паскаль, Ада, Си), допускающих вставки частей программ, записанных на языке Ассемблер. Преимуществами языков Ассемблер являются [55] экономия памяти при трансляции программы в машинную форму, уменьшение времени выполнения программ, обеспечение отладки программ, содержащих управляющие модули, выполняемые по прерыванию, и модули программной обработки данных, наличие системных программных средств, разработанных для редактирования, трансляции и отладки программ на языках Ассемблер, языки этого типа разработаны для всех однокристальных МП, описанных в гл. 3 и отвечающих требованиям к МПСУ электроприводами.

Разработка программного обеспечения начинается с записи текста программы на языке Ассемблер. Если при составлении алгоритмов соблюден принцип модульности, то первая стадия разработки программного обеспечения сводится к созданию программных модулей на основе разработанного алгоритмического обеспечения. Второй стадией разработки программного обеспечения является автономная отладка программных модулей с использованием резидентных или кроссовых средств. Процесс автономной отладки существенно облегчается при создании тестов программных модулей, позволяющих частично проверить функционирование

разработанных программных модулей уже на стадии автономной отладки.

Если автономная отладка производилась с использованием резидентных средств, то разработанное на этой стадии тестовое программное обеспечение используется и на следующей стадии разработки ПрО – на стадии комплексной наладки ЦЭП, цель которой состоит в проверке функционирования аппаратных средств и программного обеспечения МПС управления совместно с ЭП, снятия характеристик цифрового ЭП и испытаний ЭП в типовых режимах. На этой стадии наладчик ЦЭП должен иметь в своем распоряжении программное обеспечение, позволяющее тестировать программные модули и аппаратные средства, налаживать электроприводы каждой из координат станка, организовывать совместную отработку всеми ЭП заданной вычислителем устройства ЧПУ траектории с индикацией необходимой информации на экране дисплея.

5.2. АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Основными алгоритмами цифрового регулирования являются алгоритмы компенсации нелинейностей, реализация цифровых фильтров с учетом ограничений переменных, обработки сигналов датчиков, выдачи кода управления на преобразователи привода.

Компенсация нелинейности звена ТП–Д. В гл. 2 получено выражение (2.21) для обратной нелинейности в РНТ

$$N_{\vartheta} = \frac{1}{k_{\vartheta}} \left[\pi - \pi/m - \arcsin \left| \frac{N_y + N_{\epsilon}}{N_m} \right| \right],$$

где N_{ϑ} – код угла ϑ ; $k_{\vartheta} = \vartheta/N_{\vartheta}$; N_y – код управления; N_{ϵ} – код ЭДС; $N_m = 2^{15} - 1$.

Эта зависимость реализуется программно с использованием таблично-аппроксимированного метода вычисления арксинуса. Код N_{ϑ} является функцией суммы двух переменных N_y и N_{ϵ} , что упрощает программную реализацию обратной нелиней-

ности в РНТ. При вычислении N_v в первую очередь вычисляется аргумент арксинуса

$$N_a = ||N_y| + q_s |N_\epsilon|| \leq N_m, \quad (5.1)$$

где $|N_y|$ — модуль кода управления; $|N_\epsilon|$ — модуль кода ЭДС; q_s — знаковая функция;

$$q_s = \begin{cases} +1 & \text{при } \operatorname{sgn} N_y = \operatorname{sgn} N_\epsilon; \\ -1 & \text{при } \operatorname{sgn} N_y \neq \operatorname{sgn} N_\epsilon. \end{cases}$$

Из выражения (5.1) следует, что значение N_a всегда положительно и не должно превышать N_m . Старшие пять разрядов N_a используются как относительный адрес таблицы арксинуса, а остальные разряды — для вычисления значения функции арксинуса между точками таблицы методом линейной или параболической аппроксимации, поясненным ниже.

С учетом (5.1) выражение (2.21) принимает вид

$$N_\vartheta = N_{\vartheta_n} - \frac{q_s}{k_\vartheta} \arcsin(N_a / N_m), \quad (5.2)$$

где $N_{\vartheta_n} = (\pi - \pi/m)/k_\vartheta$.

В гл. 2 показано, что зависимость N_ϑ от N_y и N_ϵ получается из характеристик $i_d = F_{dc}(\vartheta, \epsilon)$ изменением масштабов по осям i_d и ϑ в соответствии с соотношениями $i_d = k'_i N_y$; $\epsilon = k_\epsilon N_\epsilon$.

При этом точная граница РПТ и РНТ определяется кривой $N_{y.r}$ (см. рис. 2.5), полученной изменением масштаба из зависимости граничного тока i_r от ϑ и ϵ , определяемой выражениями (2.6).

Существенно упрощает вычисления разграничение двухпараметрической нелинейности звена ТП—Д на две области пря-

мой линией, определяемой как ордината $N_{y.r}^{(o)}$ кривой $N_{y.r}(N_y, N_\epsilon)$ при значении ЭДС $\epsilon = 0$ [30]. Тогда значениям $N_y \geq N_{y.r}^{(o)}$ соответствует РНТ. При $N_y < N_{y.r}^{(o)}$ в звене ТП-Д может существовать как РНТ, так и РПТ. С точки зрения компенсации статической нелинейности это не имеет значения. Отличие динамических свойств РПТ и РНТ несущественно, по крайней мере для исследуемых станочных приводов, где значение постоянной цепи якоря T_α соизмеримо с периодом квантования T .

В первой зоне при $N_y \geq N_{y.r}^{(o)}$ значения кода угла N_θ определяются по выражению (5.2), а во второй зоне при $N_y < N_{y.r}^{(o)}$ необходимо дополнительно вычислить поправку $\Delta N_\theta(N_y, N_\epsilon)$. Влиянием N_ϵ на значение поправки можно пренебречь, вычисляя ее как функцию одной переменной $\Delta N_\theta(N_y)$.

Значение $N_{y.r}^{(o)}$ зависит от параметра нагрузки θ . Нормируя аргумент функции $\Delta N_\theta(N_y)$, можно, как показано в гл. 2, исключить эту зависимость и использовать таблицу нормированной функции для компенсации нелинейности звена ТП-Д в тиристорных приводах с двигателями и преобразователями различной мощности.

Нормированный аргумент функции ΔN_θ определяется выражением

$$N_{a2} = N_{y.r}^o - N_y^o = [N_{y.r}^{(o)} - N_y] / \cos \theta,$$

где N_y — текущее значение кода управления; $1/\cos \theta$ константа, определяемая параметрами звена ТП-Д.

Зависимости $\Delta N_{\vartheta}/N_m = f(N_{a2})$ для $m = 3$ и $m = 6$, рассчитанные с использованием выражений (2.5), (2.11) при $\epsilon = 0$, приведены на рис. 5.1. Эти зависимости рассчитаны для $\theta_{\text{ср}} = 67^\circ$, являющегося средним при использовании двигателей серии ПБВ с тиристорными преобразователями, питающимися от трансформаторов серии ТТ.

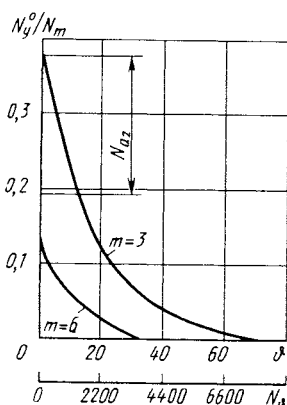
Начальные ординаты кривых, приведенных на рис. 5.1, зависят от θ , однако, как показано в гл. 2, их изменение не превышает 10 % даже при весьма значительных изменениях θ , тогда как без компенсации нелинейности коэффициент передачи, определенный по характеристике $i_d = f(N_{\vartheta})$ при $N_{\epsilon} = 0$, меняется более чем в 40 раз.

С учетом сказанного получаем расчетные выражения для кода угла

$$N_{\vartheta} = \begin{cases} N_{\vartheta_{\text{н}}} - \frac{q_s}{k_{\vartheta}} \arcsin(N_{a1}/N_m) \text{ в РНТ;} \\ N_{\vartheta_{\text{н}}} - \frac{q_s}{k_{\vartheta}} \arcsin(N_{a1}/N_m) + \Delta N_{\vartheta}(N_{a2}) \text{ в РПТ.} \end{cases} \quad (5.3)$$

Для уменьшения объема таблиц при сохранении точности вычислений в качестве относительных адресов таблиц используются старшие пять разрядов аргумента N_{a1} и старшие семь разрядов аргумента N_{a2} . Увеличение объема таблицы поправки

Рис. 5.1. Нормированные зависимости для определения поправки ΔN_{ν} в РПТ



$\Delta N_{\vartheta} = f(N_{a2})$ вызвано сильной зависимостью поправки от значения N_{a2} . Младшие разряды N_{a1} и N_{a2} используются для линейной или параболической аппроксимации нелинейности. При параболической аппроксимации нелинейная зависимость представлена в виде

$$f(N_{a2}) = f(N_0) + D_1 \frac{N_a}{N_T} + \frac{1}{2} D_2 \frac{N_a (N_a - N_T)}{N_T^2},$$

где $N_{a2} = N_0 + N_a$ – аргумент функции; N_0 – значение аргумента без младших разрядов, используемое как относительный адрес таблицы; N_a – младшие разряды аргумента; N_T – шаг таблицы; D_1, D_2 – постоянные коэффициенты, $D_1 = f(N_1) - f(N_0)$; $D_2 = f(N_2) - 2f(N_1) + f(N_0)$; $N_1 = N_0 + N_T$; $N_2 = N_0 + 2N_T$.

Параболическая аппроксимация позволяет избежать скачков коэффициента передачи, возникающих при линейной аппроксимации, однако время выполнения программы компенсации увеличивается.

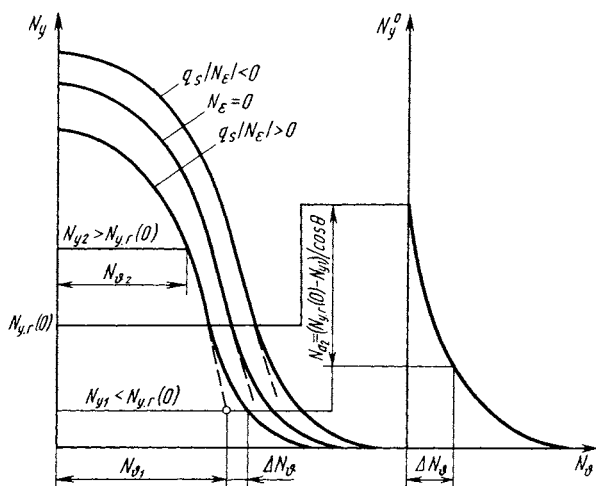


Рис. 5.2. Определение кода угла управления N_{ϑ} в РНТ и РПТ

Последовательность определения N_{ϑ} по выражениям (5.3) проиллюстрирована на рис. 5.2. При $N_{y2} > N_{y.r}$ (о) по первому уравнению в (5.3) вычисляется значение кода угла $N_{\vartheta1}$ в РНТ. При $N_{y1} < N_{y.r}$ (о) также по первому из выражений (5.3) определяется значение кода угла в РНТ, но так как фактически преобразователь работает в РПТ, то к полученному значению прибавляется поправка ΔN_{ϑ} , вычисленная по кривой нормированной зависимости (см. рис. 5.1).

Алгоритм, обеспечивающий вычисление N_{ϑ} по выражениям (5.3), приведен на рис. 5.3. В блоке 1 алгоритма определяются абсолютные значения и знаки кодов N_y и N_{ϵ} . Далее в блоках 2-4 определяется знаковая функция q_s , затем вычисляется относительный адрес таблицы N_a (блок 5) и выполняется подпрограмма вычисления функции арксинуса с использованием выражений (5.2) и (5.3). В блоке 7 вычисляется значение кода угла N_{ϑ} , а далее проверяется условие перехода в РПТ (блоки 8, 9). Если оно выполняется, то таблично-аппроксимационным способом вычисляется поправка ΔN_{ϑ} (блоки 10, 11) и значение кода N_{ϑ} в РПТ (блок 12).

Компенсация нелинейности момента сопротивления. В гл. 2 показано, что для уменьшения влияния момента сопротивления M_c необходимо подавать

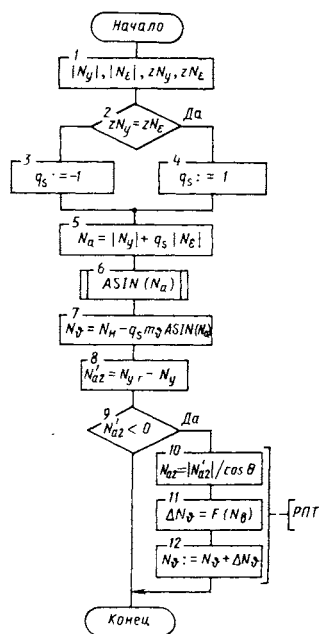


Рис. 5.3. Алгоритм ОБЪЕКТЕ компенсации нелинейности звена ТП-Д

дополнительное воздействие на время реверса. Алгоритм компенсации M_c приведен на рис. 5.4. В блоке 1 алгоритма переменным $S1$, $S2$, $S3$ присваиваются знаки кода задания скорости N_{ω} , когда фактической скорости N'_ω и кода N_n на выходе цифрового интегратора в регуляторе скорости. Идея компенсации сводится к изменению с постоянной скоростью кода N_n в период реверса.

Эта скорость задается константами $H1$, $H2$ в блоках 8, 9 алгоритма. Остальные блоки алгоритма обеспечивают изменение кода в требуемом направлении, используя логический анализ знаков кодов N_{ω} , N'_ω , N_n . В блоках 3, 4 фиксируется изменение знака задания и устанавливается признак реверса PR . В блоках 5, 6 анализируется признак окончания работы алгоритма – совпадение знаков кодов заданной и фактической скорости, что соответствует выходу из зоны застоя. Если эти знаки не совпадают, то выполняется принудительное изменение кода N_n в блоке 8 или 9, в противном случае в блоке 10 обнуляется PR и осуществляется выход из алгоритма.

Алгоритмы цифровых регуляторов. Цифровые регуляторы контуров микропроцессорного ЭП представляют собой рекурсивные или нерекурсивные фильтры с ограничениями сигналов

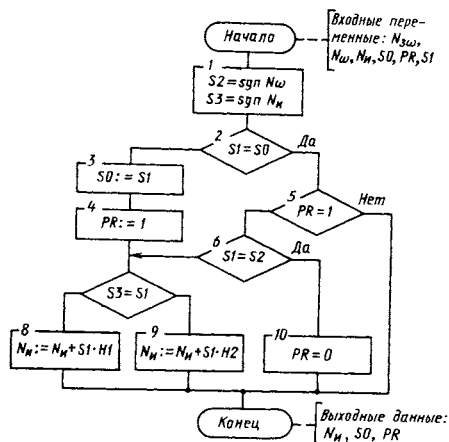


Рис. 5.4. Алгоритм компенсации момента статических сопротивлений

на входе и выходе, исключаящими возможность переполнения разрядной сетки МПС. Если регулятор содержит интегральную составляющую, то необходимо преобразовать ДПФ таким образом, чтобы эта составляющая была представлена отдельным слагаемым. Схема алгоритма цифрового регулятора приведена на рис. 5.5.

Основными модулями алгоритма являются интегратор И с ограничением и рекурсивный фильтр РКФ. Регулятор описывается дискретной передаточной функцией

$$W_p(z) = \frac{k_n (z + 1)}{2(z - 1)} + \frac{R_n + R_{n-1}z^{-1} + \dots + R_0z^{-n}}{Q_n + Q_{n-1}z^{-1} + \dots + Q_0z^{-n}}, \quad (5.4)$$

где k_n — коэффициент передачи интегратора; R_k, Q_k коэффициенты РКФ, $k = 0, 1, \dots, n$, n — порядок РКФ.

Для ограничения кода ошибки N_e кода на выходе интегратора N_n и выходного кода регулятора N_p используется макрокоманда *LIM*. Если регулятор контура не содержит одного из модулей, то последний исключается из программы.

В блоках 1, 2 алгоритма производится вычисление и ограничение ошибки регулирования N_e . В блоках 3, 4 вычисляется интеграл от ошибки. Программе рекурсивного фильтра соответствуют блоки 5–10, причем для вычисления сигнала $N_{p\phi}$ на выходе фильтра необходимо хранить в

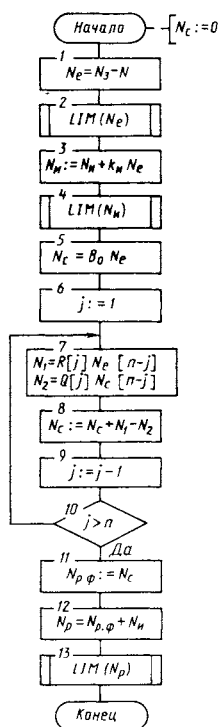


Рис. 5.5. Алгоритм цифрового регулятора

памяти предыдущие значения $N_{p.ф}$ и N_e , число которых определяется порядком фильтра n . В блоках 11, 12 вычисляется и ограничивается значение кода $N_{p.ф}$ на выходе регулятора.

Описанный алгоритм использовали в программах цифрового регулирования скорости и положения (*REGV*, *REGS*), а при цифровом моделировании и в программе регулирования тока *REGI*. При этом в программе регулятора тока *REGI* используется рекурсивный фильтр первого порядка и вычисляется интеграл ошибки регулирования тока. В программе регулятора скорости *REGV* используется рекурсивный фильтр, коэффициенты которого определены на основании выражений (2.56) и (2.57), и также вычисляется интеграл от ошибки регулирования скорости. В программе регулятора положения *REGS* использовался нерекурсивный эквивалентный фильтр третьего порядка, обеспечивающий апериодический переходный процесс.

Алгоритмы обработки сигналов датчиков и выдачи кода управления преобразователем. Независимо от принципов реализации датчиков тока, скорости и положения в них аппаратным способом осуществляется преобразование информации в цифровой код. В функции программного обеспечения входит опрос выходных АЦП датчиков и преобразование их кодов в машинную форму, так как форма представления кода в АЦП не всегда соответствует машинному представлению. Во избежание накопления погрешностей программа *DATCH* опроса и обработки сигналов датчиков выполняется в начале программы регулирования последовательно для всех датчиков приводов станка. Ввиду того, что время выполнения этой программы весьма мало по сравнению с общим временем выполнения программы регулирования, можно считать, что датчики опрашиваются одновременно.

Выдача кода управления преобразователем (программа *VKU*) требует преобразования кода из машинной формы в форму, требуемую при аппаратной реализации в устройстве управления преобразователем. Бестоковая пауза при переключении групп тиристорного преобразователя задается программно.

5.3. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

На программное обеспечение микропроцессорной системы управления (МПСУ) тиристорным электроприводом (ТЭП) возлагается выполнение следующих функций: управление ТЭП, связь с управляющим устройством верхнего уровня, связь с оператором, диагностика, тестирование аппаратных и программных модулей, организация наладочных режимов работы.

Ниже рассмотрено ПрО физического макета МПСУ ТЭП, рассчитанное на одновременное управление N_k приводами, $N_k = 1, 2, 3, 4$ в режиме "Автомат" и поочередное управление таким же числом приводов в наладочном режиме. Основные алгоритмы и тексты программ написаны на языке Ассемблер микроЭВМ "Электроника 60". Разработанное ПрО использовано в ТЭП с МПСУ.

Общая организация ПрО. Программное обеспечение МПСУ ТЭП выполнено по модульному принципу и может быть разделено на программы, работающие в реальном времени по прерыванию, и программы, работающие в фоновом режиме. Работа ПрО в реальном времени организуется подпрограммой диспетчера прерываний *DPRER*, а работа ПрО для фонового режима — диспетчером режимов, которому присвоено имя *PULT*.

Особенностью написания программ для многокоординатного управления является использование индексной адресации через регистр общего назначения (РОН) при обращении к памяти данных k -го привода и использование косвенно-индексной адресации через РОН при обращении к внешним устройствам k -го привода. Например, в программном обеспечении в качестве индексного регистра использовался регистр *R5*. Использование указанных типов адресации позволяет управлять приводами *X, Y, Z, B*, выполняя одни и те же подпрограммы с изменением содержимого индексного регистра *R5*, которому при обслуживании программ управления приводами осей присваиваются значения $0, 400_8, 1000_8, 1400_8$ соответственно.

При работе с ОЗУ объектный модуль ПрО вводится в ОЗУ с перфоленты через ФСУ. Выполнение программы *PULT* при этом

начинается сразу по окончании ввода. Разрешение прерываний и, следовательно, выполнение программы *DPRER* инициируется программой при задании оператором или внешним управляющим устройством соответствующего режима.

Разделение памяти данных и памяти программ ориентировано на использование ПЗУ. При этом программы и константы записываются в ПЗУ. При включении источника питания инициируется выполнение программы *PULT* и выполняется перепись констант в соответствующую зону ОЗУ. Перечень модулей разработанного Про МПСУ ТЭП приведен в табл. 5.1 и 5.2.

Диспетчер режимов. Алгоритм программы диспетчера режимов *PULT* приведен на рис. 5.6. Программа *PULT* обеспечивает:

начальную установку переменных и внешних устройств при первоначальном включении и нажатии клавиш "Стоп", "Сброс";

чтение информации, вводимой с клавиатуры пульта оператора (ПО);

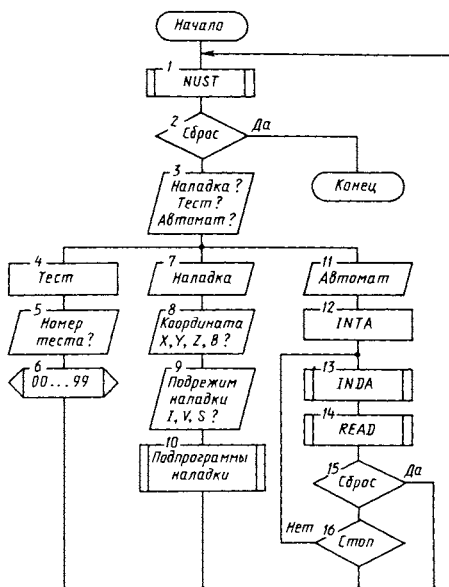


Рис. 5.6. Алгоритм диспетчера режимов PULT

вывод цифровой и алфавитной информации на видеотерминальное устройство (экран дисплея или устройство отображения серийного устройства ЧПУ);

задание режимов работы МПСУ ТЭП в диалоговом режиме.

Выполнение программы *PULT* происходит следующим образом. При первоначальном пуске происходит начальная установка переменных и внешних устройств (блок 1 алгоритма, - подпрограмма начальной установки *NUST*). Начальная установка выполняется также при нажатии оператором клавиш "Стоп" и "Сброс", а также при неправильных ответах оператора на вопросы диалога. Останов выполнения программы возможен при нажатии клавиши "Сброс" (блок 2).

Блоки 3-14 алгоритма обеспечивают задание оператором режима работы МПСУ ТЭП путем диалога.

Первоначально оператор может выбрать режим "Автомат" (А) или режим ручного управления одним из приводов X, Y, Z, B. При этом на экране видеотерминала выводится текст блока 3 алгоритма, и программа переходит к непрерывному опросу клавиатуры пульта оператора. Нажатие клавиш X, Y, Z, B или А вызывает присвоение переменной N_k (номер координаты) значений $N_k = 0, 400_8, 1000_8, 1400_8, 5$ соответственно. Далее: блок 7 алгоритма при режиме "Наладка", блок 11 при задании режима "Автомат", блоки 4-6 при задании режима "Тест".

5.1. Модули программного обеспечения фоновых режимов

Имя модуля	Функция модуля	Емкость памяти, слов	Используемые подпрограммы
<i>PULT</i>	Диспетчер режимов (программа пульта оператора)	2000_8	<i>INFORM, NUST, VIDEO, INDO, INDA, READ, TEST</i>
<i>INFORM</i>	Тексты, выводимые на видеотерминал	1000_8	—

Имя модуля	Функция модуля	Емкость памяти, слов	Используемые подпрограммы
<i>NUST</i>	Подпрограмма начальной установки	226 ₈	—
<i>IND</i>	Вывод информации на экран пульта оператора	30 ₈	—
<i>VIDEO</i>	Вывод информации на экран дисплея	204 ₈	—
<i>IND2</i>	Подготовка к выводу слова двойной длины с преобразованием в десятичный код	132 ₈	—
<i>IND1</i>	То же, 16-рядного слова	62 ₈	—
<i>INDO</i>	Индикация режима отладки	352 ₈	<i>IND, VIDEO, IND1, IND2</i>
<i>INDA</i>	Индикация режима "Автомат"	272 ₈	<i>IND, VIDEO, IND1, IND2</i>
<i>READ</i>	Чтение информации, вводимой с клавиатуры	54 ₈	—
<i>TEST 01-17</i>	Тесты программно-аппаратных модулей	600 ₈	—

5.2. Модули программного обеспечения реального времени

Имя модуля	Функция модуля	Емкость памяти, слов	Используемые подпрограммы
<i>DPRER</i>	Диспетчер прерываний	62 ₈	<i>DOTL</i> , <i>DAVT</i>
<i>DOTL</i>	Диспетчер режима отладки	162 ₈	<i>UPRS</i> , <i>UPRV</i> , <i>UPRI</i> , <i>LINT</i> , <i>KINT</i> , <i>VOZM</i>
<i>DAVT</i>	Диспетчер режима "Автомат"	176 ₈	<i>VIHO</i> , <i>RECS</i> , <i>REGV</i> , <i>OBJECTE</i> , <i>PSIFU</i> , <i>DATH</i>
<i>UPRS</i>	Управление перемещением	132 ₈	<i>LINT</i> , <i>KINT</i>
<i>UPRV</i>	Управление скоростью	116 ₈	<i>LINT</i> , <i>KINT</i>
<i>UPRI</i>	Управление током	102 ₈	<i>LINT</i> , <i>KINT</i>
<i>PSIFU</i>	Выдача кодов в ЦСИФУ	42 ₈	—
<i>REGS</i>	Регулятор кон- тура положения	140 ₈	—
<i>REGVU</i>	Регулятор скорости по управляющему воздействию	250 ₈	—
<i>REGV</i>	Регулятор скорости по возмущающим воздействиям	210 ₈	—

Имя модуля	Функция модуля	Емкость памяти, слов	Используемые подпрограммы
<i>OBJECTE</i>	Нелинейная кор- рекция	276 ₈	—
<i>TABL</i>	Таблицы задаю- щих воздействий	140 ₈	—
<i>DATH</i>	Формирование кодов скорости и перемещения	132 ₈	—
<i>VOZM</i>	Подачи ступен- чатого возмуща- ющего воздей- ствия	56 ₈	—
<i>VIHO</i>	Выход в ноль абсолютного отсчета	56 ₈	—
<i>LINT</i>	Линейная интер- поляция	70 ₈	
<i>KINT</i>	Круговая таблич- ная интерполяция	1060 ₈	
<i>CAP</i>	Выдача на ЦАП	20 ₈	
<i>LNIZ</i>	Ограничение за- дания тока	24 ₈	

В случае непредусмотренного ответа оператора алгоритм возвращает вычислительный процесс к блоку 1 начальной установки. Предусмотрен также вывод на видеотерминал сообщения о выбранном режиме.

При выборе режима "Автомат" (А) диалог прекращается, на видеотерминал выводится сообщение "Автомат" (блок 11) и разрешается отработка прерываний (блок 12), что инициирует выполнение диспетчера прерываний *DPRER*. Далее в

этом режиме происходит вывод на видеотерминал (блок 13 алгоритма, подпрограмма *INDA* – индикация режима "Автомат") численных значений переменных абсолютного отсчета по заданию перемещения *SXZ*, *SYZ*, *SZZ*, *SBZ* и фактическому перемещению *SX*, *SY*, *SZ*, *SB* приводов координат *X*, *Y*, *Z*, *B* соответственно.

Режим покоординатного управления приводами является наладочным, и продолжение диалога, инициируемого программой *PULT*, позволяет выбрать один из десяти возможных наладочных режимов для определенного предыдущей частью диалога привода.

Блоки 8, 9 алгоритма позволяют оператору в ответ на запрос программы *PULT* выбрать режим (блок 9): *I* – управление током цепи якоря, *V* – управление скоростью вращения, *S* – управление перемещением.

Выбор одного из режимов *I*, *V*, *S*, *TEST* приводит к присвоению переменной *RG2* значений $RG2 = 1, 2, 3, 4$ соответственно. На видеотерминал выводится сообщение о выбранном режиме. Если действия оператора некорректны, то происходит возврат к блоку 1 начальной установки.

При выборе режима тестирования вычислительный процесс передается алгоритмом в блоки 5, 6, где в процессе диалога оператор задает номер теста $NT = 01, 02, 03, \dots, 99$. Перечень тестовых программ приведен в табл. 5.3.

Тесты платы умножения и всех программных модулей обеспечивают задание с клавиатуры ПО скорости изменения входной переменной (со знаком) тестируемого модуля и вывода на индикацию входной и выходной переменных. Например, при тестировании платы умножения на видеотерминал выводятся меняющаяся с заданной скоростью входная переменная *X* и ее квадрат X^2 . При тестировании аппаратных модулей все переменные выводятся через ЦАП, что позволяет эффективно использовать электронный осциллограф.

При выборе оператором режимов управления *I*, *V* или *S* на видеотерминал выводится сообщение о выбранном режиме (блок 9 алгоритма) и программа *PULT* предоставляет возможность оператору определить режим задания управляемой переменной (блок 10). При этом на видеотерминал выводится

5.3. Тестовые программы

№ теста	Наименование теста	Примечание
01	Тест команд (упрощенный)	Тесты аппарат- ных модулей
02	Тест памяти (упрощенный)	
03	Тест пульта оператора	
04	Тест датчиков	Тесты прог- раммных моду- лей
05	Тест ЦСИФУ	
06	Тест платы умножения	
07	Тест модуля обмена	
08	Тест <i>OBJECTE</i>	
09	Тест <i>PSIFU</i>	
10	Тест <i>DATH</i>	
11	Тест <i>LNIZ</i>	
12	Тест <i>REGV</i>	
13	Тест <i>REGVU</i>	
14	Тест <i>REGS</i>	
15	Тест <i>LINT</i>	
16	Тест <i>KINT</i>	
17	Тест <i>VIHO</i>	

требование задания режима, и оператор задает один из следующих режимов:

H – ступенчатое задание управляемой переменной из десяти табличных значений со знаком;

L – линейно нарастающее до заданного значения воздействие, скорость нарастания задается десятью табличными значениями со знаком;

G – гармоническое воздействие с заданной амплитудой и десятью табличными значениями частоты.

В результате выбора режимов *H*, *L*, *G* переменной режимов *RG3* присваиваются значения $RG3 = 1, 2, 3$ соответственно, а на видеотерминал выводится сообщение о выбранном режиме. Для режимов *L*, *G* алгоритм позволяет оператору выбрать одно из десяти табличных значений величины заданной скорости при линейно нарастающем воздействии и величины амплитуды при гармоническом воздействии.

На этом диалог выбора режимов заканчивается и разрешается отработка прерываний, после чего выполняется

программа реального времени *DPRER*, а диспетчер режимов *PULT* выполняет функции чтения информации, вводимой оператором с ПО, формирования табличных значений, задаваемых с ПО переменных со знаком, формирования флага $RG4 = 1$ подачи возмущающего воздействия F , останова и сброса выполнения программы (блоки 15, 16). Кроме того, на видеотерминал выводится информация режима наладки (подпрограмма *INDO* индикации режима наладки), содержащая текущие значения переменных отлаживаемого привода: SZ – задание перемещения, S – фактическое перемещение, VZ – задание скорости вращения, V – фактическая скорость вращения, IZ – задание тока цепи якоря.

Диспетчер прерываний. Алгоритм программы диспетчера прерываний *DPRER* включает подпрограммы *DOTL* и *DAVT*, где *DOTL* – подпрограмма диспетчера прерываний режима, *DAVT* – подпрограмма диспетчера прерываний режима "Автомат".

При входе в прерывание выполняется упаковка содержимого РОН в стек. Далее анализируется признак режима "Автомат" и выполняется подпрограмма *DOTL* ($N_k \neq 5$) или подпрограмма *DAVT* ($N_k = 5$). При выходе из прерывания содержимое РОН восстанавливается.

Диспетчер прерываний режима "Автомат" (подпрограмма *DAVT*). Алгоритм диспетчера прерываний для режима "Автомат" приведен на рис. 5.7, где $R5$ – регистр общего назначения, используемый в качестве индексного регистра; NP – максимальное значение содержимого индексного регистра $R5$, определяющее число одновременно управ-

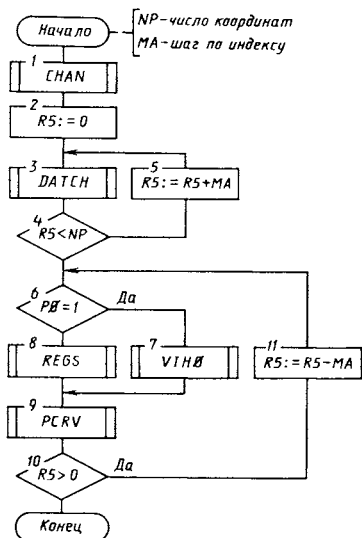


Рис. 5.7. Алгоритм диспетчера прерываний для режима "Автомат"

ляемых координат; **DATCH** – подпрограмма опроса датчиков и формирования кодов обратной связи по перемещению N_s и скорости вращения N_ω ; **VIHΦ** – подпрограмма выхода в "ноль" абсолютного отсчета; **REGS** – подпрограмма регулятора положения; **PCRV** – группа подпрограмм цифрового регулирования, включающая регуляторы скорости **REGV**, компенсацию нелинейности звена ТП–Д **OBJECTE**, выдачу кодов СИФУ **PSIFU**.

При входе в **DAVT** выполняется перепись информации из модуля обмена (МО) с вышестоящим устройством управления в ОЗУ (блок 1 алгоритма). Эта информация содержит приращения задания перемещений и признаки режимов выхода в ноль для каждого из управляемых приводов.

Константа **NP**, определяющая число одновременно управляемых приводов, устанавливается при отладке или задается устройством управления верхнего уровня через МО.

Диспетчер прерываний режима отладки. Алгоритм подпрограммы **DOTL** диспетчера прерываний режима наладки приведен на рис. 5.8, где **R5** – РОН, используемый в качестве индексного регистра; **NK** – индекс управляемого привода, задаваемый оператором в режиме диалога; **RG2** признак режима, заданный оператором в процессе диалога; **UPRI** – подпрограмма управления током; **UPRV** – подпрограмма управления скоростью; **UPRS** – подпрограмма управления перемещением; **DATCH**, **REGS**, **REGV**, **OBJECTE**, **PSIFU** – подпрограммы регулирования привода; **TEST** подпрограмма тестирования программно-аппаратных модулей; **VOZM** – подпрограмма подачи возмущающего воздействия.

При входе в подпрограмму в индексный регистр **R5** заносится (блок 1) индекс **NK** управляемого привода. Далее в зависимости от заданного оператором в процессе начального диалога режима управления реализуется структура управления током (блоки 5, 6, 14–16), структура управления скоростью (блоки 7, 8, 13–16), структура управления перемещением (блоки 9–11, 13–16) алгоритма или режим тестирования (блок 12).

Подпрограмма **VOZM** (блок 14) выполняет изменение кода задания тока N_y на фиксированное значение ΔN в течение

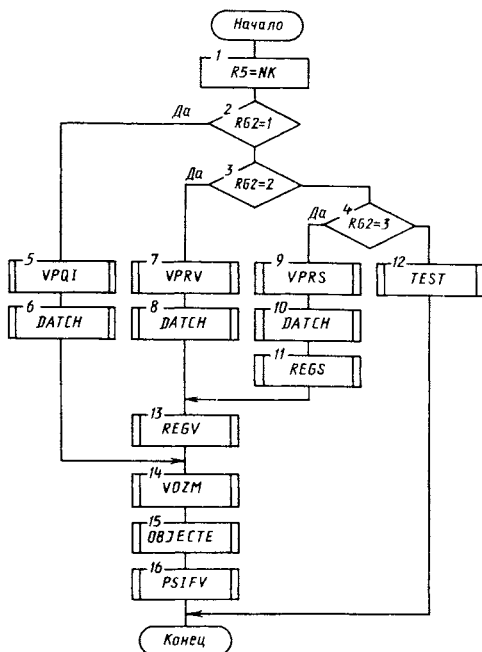


Рис. 5.8. Алгоритм диспетчера прерываний для режима "Наладка"

времени $t_{\text{в}} = 0,6$ с при нажатии клавиши F на пульте оператора.

Подпрограммы задания режимов наладки. В наладочных режимах задаются типовые входные воздействия на входы контуров тока (подпрограмма *UPRI*), скорости (подпрограмма *UPRV*) или положения (подпрограмма *UPRS*) исследуемого привода. Возможно задание типового воздействия в виде скачка входного воздействия, значение которого задается в диалоге линейно нарастающего или гармонического воздействия. При линейно нарастающем входном воздействии используется подпрограмма *LINT*, причем код управления N_y меняется в диапазоне $-LN \leq N_y \leq LN$ с шагом ΔN . Значения N_y и LN задаются в диалоге. Гармоническое воздействие задается программой *KINT*, осуществляющей выборку значения синуса

из таблицы при линейно нарастающем в функции времени аргументе. Амплитуда и частота гармонического воздействия задаются в диалоговом режиме.

ГЛАВА 6

ИССЛЕДОВАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ЭВМ

6.1. ОСОБЕННОСТИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

Современный автоматизированный электропривод станков с ЧПУ представляет собой сложную электромеханическую систему, которая кроме устройства управления содержит электродвигатели, преобразователи электрической энергии и различные механические устройства, являющиеся объектом управления.

Основным элементом электропривода являются электродвигатели. Поэтому их свойства в значительной степени определяют технический уровень комплектуемых ими станков. Чтобы повысить быстродействие в электроприводах подачи, пытались применять малоинерционные электродвигатели с гладким и цилиндрическим якорями. Однако очевидное, на первый взгляд, преимущество таких малоинерционных машин привело тем не менее к значительным трудностям при сопряжении электродвигателя с механической передачей [35]. Электродвигатели постоянного тока обычного исполнения имеют настолько большой момент инерции якоря, что при соединении к нему исполнительного механизма незначительно изменяет электромеханическую постоянную времени. Поэтому настройку регуляторов скорости и положения можно производить, не учитывая изменения динамических свойств механической передачи. При использовании малоинерционных машин возникает ситуация, когда момент инерции нагрузки многократно превышает собственный момент инерции электродвигателя. В этом случае оказывается необходимой индивидуальная настройка регуляторов при подключении стандартного электропривода к новому объекту.

В настоящее время в электроприводах станков широко распространены высокомоментные электродвигатели (ВМД) постоянного тока [82]. Использование в системах ВМД высо-

коэнергетических постоянных магнитов обеспечило им ряд существенных преимуществ по сравнению с обычными пазовыми электродвигателями постоянного тока с электромагнитным возбуждением, а также по сравнению с малоинерционными электродвигателями постоянного тока с гладким и печатным якорями. Основными из них являются: высокие значения электромагнитного вращающего момента и углового ускорения в переходных режимах даже при достаточно больших значениях собственного момента инерции; равномерный ход при малых частотах вращения; способность выдерживать большую перегрузку по току; относительно большая тепловая постоянная времени; лучшие массогабаритные показатели; возможность установки электродвигателя в механизмах подачи станков непосредственно на ходовой винт.

Отечественной промышленностью освоен выпуск ВМД серии ДК1 и ПБВ, которые применяют для электроприводов подач станков с ЧПУ. Технические данные некоторых электродвигателей из этих серий приведены в табл. 6.1. Конструкция ВМД серии ДК1 принципиально близка к конструкции ВМД серии ПБВ. Отличия электродвигателей серии ДК1 вызваны стремлением уменьшить диаметр якоря и таким образом снизить момент инерции ротора. Это позволяет расширить область применения электродвигателей за счет механизмов, малая инерционность которых определяет производительность труда. Особо следует отметить возможность длительной работы ВМД при частоте вращения $0,1 \text{ мин}^{-1}$ с моментом не менее номинального.

В механизмах подач регулирование частоты вращения электродвигателя, как правило, осуществляется при постоянном моменте изменением напряжения на якоре.

Для быстродействующих электроприводов с широким диапазоном регулирования, высокой точностью и хорошими энергетическими показателями важно, чтобы преобразователь, питающий электродвигатель постоянного тока, обладал малой инерционностью. Этим требованиям в полной мере отвечают транзисторные преобразователи с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения. Электроприводы с транзисторными преобразователями, имеющими высокую частоту коммутации, обладают предельным быстродействием, ограни-

6.1. Параметры высокомоментных электродвигателей

Параметр	Единица	Тип электродвигателя	
		ДК1-5,2	ПБВ-112L

Номинальные:

момент	Н·м	5,2	21
частота вращения	мин ⁻¹	1000	750
напряжение	В	110	90
ток	А	6,5	28
Максимальный момент	Н·м	36,4	210
Момент инерции:	кг·м ²		
с тахогенератором		0,00390	0,049
полный комплект		0,00416	—
Сопротивление обмотки	Ом	2,1	0,144
якоря			
Индуктивность обмотки	мГн	11,13	1,102
якоря			
Электромагнитная по-	мс	5,3	7,65
стоянная времени			
Электромеханическая	мс	10	8,60
постоянная времени			
Тепловая постоянная	мин	60	80
времени			

ченным только инерционностью электродвигателя и влиянием упругих звеньев в кинематической цепи исполнительного механизма.

Тем не менее в большинстве практических случаев требуются электроприводы с меньшим быстродействием, полоса пропускания которых не превышает 30–40 Гц. Такие электроприводы выполняют на основе тиристорных преобразователей с питанием от сети с частотой 50 Гц.

Напряжение на выходе преобразователя электрической энергии определяется необходимостью получения максимальной частоты вращения электродвигателя при заданном моменте нагрузки

$$U_{т.п} = K_{я} I_{я} R_{я} + K_E \omega_{max}, \quad (6.1)$$

где $K_{\text{я}}$ – коэффициент перегрузки электродвигателя по току якоря при максимальной угловой скорости вращения ω_{max} ; $I_{\text{я.н}}$ – номинальный ток якоря; $R_{\text{я}}$ – сопротивление цепи якоря; K_E – коэффициент противо-ЭДС.

Для согласования напряжения сети с напряжением электродвигателя применяют согласующий трансформатор, который выбирают в зависимости от мощности электродвигателя с коэффициентом запаса не менее 2,5. С электродвигателями серии ПБСТ, ПБВ, ДК1 применяют согласующие трансформаторы типа ТТ, ТС, ТСВМ мощностью 0,63 – 10 кВ·А.

Уравнительные реакторы и дроссели, сглаживающие пульсации тока в цепи якоря, выбирают в соответствии с требуемой индуктивностью и допустимым током. Применяют дроссели типа ДС, ДСА и РТП, имеющие индуктивность обмотки 0,5–2,0 мГн.

Сопротивление цепи якоря

$$R_{\text{я}} = R_{\text{я.д}} + R_{\text{т.п}} + R_{\text{с.т}} + R_{\text{у.р}} + R_{\text{др}} + R_{\text{с.п}}, \quad (6.2)$$

где $R_{\text{я.д}}$ – сопротивление обмотки якоря электродвигателя; $R_{\text{т.п}}$ – сопротивление силовой цепи преобразователя; $R_{\text{с.т}}$ – сопротивление согласующего трансформатора; $R_{\text{у.р}}$, $R_{\text{др}}$ – сопротивление уравнительных реакторов и сглаживающего дросселя; $R_{\text{с.п}}$ – сопротивление соединительных проводников.

Индуктивность цепи якоря

$$L_{\text{я}} = L_{\text{я.д}} + L_{\text{с.т}} + L_{\text{у.р}} + L_{\text{др}} + L_{\text{с.п}}, \quad (6.3)$$

где $L_{\text{я.д}}$ – индуктивность обмотки якоря электродвигателя; $L_{\text{с.т}}$ – индуктивность согласующего трансформатора; $L_{\text{у.р}}$, $L_{\text{др}}$ – индуктивность уравнительных реакторов и сглаживающего дросселя; $L_{\text{с.п}}$ – индуктивность соединительных проводников.

$$T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}. \quad (6.4)$$

Следует отметить, что параметры цепи якоря с изменением тока нагрузки не остаются постоянными. Происходит изменение индуктивности цепи за счет насыщения магнитных элементов и эквивалентного активного сопротивления, зависящего от режима работы.

Повышение точности перемещения и стабильности положения рабочих органов достигается совершенствованием конструкции исполнительного механизма, устранением зазоров в механических передачах, снижением сил трения в направляющих и повышением их жесткости.

Эффективным средством борьбы с автоколебаниями, вызванными зазором, является создание постоянной силы, направленной навстречу движению системы, обеспечивающей постоянный натяг в упругой связи и препятствующей тем самым раскрытию зазора [35].

Изменение коэффициента трения направляющих скольжения в функции от скорости приводит к скачкообразному перемещению исполнительного органа при его позиционировании. Разность коэффициентов трения покоя и трения движения для направляющих с парой сталь-сталь при обычных смазочных материалах составляет в среднем 0,10. Совершенствование обычных направляющих проводится в направлении получения малого коэффициента трения за счет применения специальных синтетических материалов.

Применение полимерных материалов обеспечивает хорошие характеристики трения. Ненаполненные фторопласты в паре с чугуном или закаленной сталью имеют коэффициент трения 0,04–0,06, практически не зависящий от скорости скольжения, что обеспечивает равномерное движение в широком диапазоне малых скоростей [58]. Фторопласты с наполнителем в виде бронзы по своим характеристикам занимают промежуточное положение.

При моделировании сила трения
при $v \neq 0$

$$F_{\tau} = 9,80665(m_c + m_d)K_{\tau,н} \left[\frac{v}{|v|} - \frac{2}{\pi} \left(1 - \frac{K_{\tau,к}}{K_{\tau,н}} \right) \arctg(K_{м,т} v) \right]; \quad (6.5)$$

при $v = 0$

$$F_{\tau} = 9,80665(m_c + m_d)K_{\tau,н}, \quad (6.6)$$

где m_c , m_d – массы стола станка и детали; v – линейная скорость; $K_{\tau,н}$, $K_{\tau,к}$ – начальное и конечное значение коэффициента трения скольжения; $K_{м,т}$ – масштабный коэффициент трения, определяющий кривизну характеристики.

Для повышения осевой жесткости в станках с ЧПУ рекомендуется выбирать ходовые винты возможно большего диаметра и меньшей длины. В работе [29] приведены основные параметры наиболее распространенных исполнительных механизмов с ходовыми винтами диаметром от 40 до 100 мм. Для каждого типоразмера ходового винта, исходя из условия обеспечения минимальной суммарной податливости опоры, определены подшипники легкой и тяжелой серии.

Осевую жесткость C передачи винт-гайка качения определяют по номограмме, предложенной в [29]. В качестве исходных данных принимают: l_b – расстояние между опорами ходового винта; d_b – диаметр резьбы ходового винта; t_b – шаг резьбы ходового винта. Номограмма может быть использована и для решения обратной задачи – выбора типоразмера и основных параметров шариковой передачи винт-гайка качения и опор ходового винта в зависимости от требуемой осевой жесткости механизма подачи.

Демпфирование колебаний осуществляется за счет трения в направляющих и сил внутреннего трения в материале упругой связи. Коэффициент внутреннего демпфирования [35]

$$b_l = \xi_m \sqrt{m_c C}, \quad (6.7)$$

где ξ_m – относительный параметр механической системы.

При подготовке расчетной модели электромеханической системы определяют моменты инерции отдельных узлов ее исполнительного механизма.

Момент инерции винта, приведенный к валу электродвигателя,

$$J_{\text{в}} = \pi d_{\text{в}}^4 l_{\text{в}} \rho / 32, \quad (6.8)$$

где ρ – плотность, для стали $\rho = 7,8 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$.

Приведенный момент инерции линейно перемещающегося стола станка с закрепленной на нем деталью

$$J_{\text{с}} = (m_{\text{с}} + m_{\text{д}})(t/2\pi)^2. \quad (6.9)$$

Суммарный момент инерции:

для одностепенной механической системы

$$J_1 = J_{\text{р}} + J_{\text{в}} + J_{\text{с}} \quad (6.10)$$

или

$$J_1 = (J_{\text{р}} + J_{\text{в}})\gamma, \quad (6.11)$$

где $J_{\text{р}}$ – момент инерции ротора; γ – коэффициент, учитывающий присоединенные массы,

$$\gamma = 1 + J_{\text{с}} / (J_{\text{р}} + J_{\text{в}}); \quad (6.12)$$

для двухстепенной механической системы момент инерции первой массы

$$J_1 = (J_{\text{р}} + J_{\text{в}}), \quad (6.13)$$

а суммарную массу стола станка и детали $(m_{\text{с}} + m_{\text{д}})$ учитывают отдельно.

С использованием соотношений, приведенных выше, выполнены исследования на ЭВМ с помощью математических моделей транзисторного и тиристорного электроприводов подачи с ВМД.

6.2. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛИРУЕМОГО ПО СКОРОСТИ ТРАНЗИСТОРНОГО ЦЭП С РЕЛЕЙНЫМ КОНТУРОМ ТОКА

Основной задачей исследования ЦЭП на ЭВМ является изучение влияния на качество регулирования различного рода нелинейностей, которые обычно не учитываются при использовании аналитических методов. Исследование на ЭВМ проводится с помощью математической модели ЦЭП, которая позволяет: изменять тип и параметры ИП; имитировать его погрешности; учитывать эффект квантования по времени и по уровню; вводить нелинейности, обусловленные спецификой работы, а также запаздывания, связанные с временем расчета кода управления в МП-системе.

Описание системы в виде дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши позволяет представить структурную схему модели электропривода в виде связанных между собой элементарных интегрирующих звеньев [11]. В нелинейной системе коэффициенты дифференциальных уравнений непостоянны; они изменяются либо в функции времени, либо в функции переменных состояния системы.

Структурная схема математической модели транзисторного ЦЭП приведена на рис. 6.1. Модель описывает электропривод с двухконтурной системой регулирования скорости. Внутренний контур предназначен для регулирования тока якоря электродвигателя. Он состоит из элемента сравнения эквивалентов заданного I_z и фактического I_f токов, релейного регулятора (нелинейный элемент $H32$), имитационной модели транзисторного преобразователя (нелинейный элемент $H33$), а также датчика тока $ДТ$ с коэффициентом передачи $K_{д.т}$ и нелинейным элементом $H34$ типа ограничение.

Внешний контур предназначен для регулирования скорости вращения электродвигателя. Он состоит из элемента сравнения кодов заданной N_{ω_3} и фактической N_{ω} угловой скорости, ПИД-регулятора с передаточной функцией $W_{p.c}(z)$, звена токоограничения (нелинейный элемент $H31$), звена "ent", учитывающего квантование по уровню, и элемента временного запаздывания с передаточной функцией $W_{в.3}(z)$.

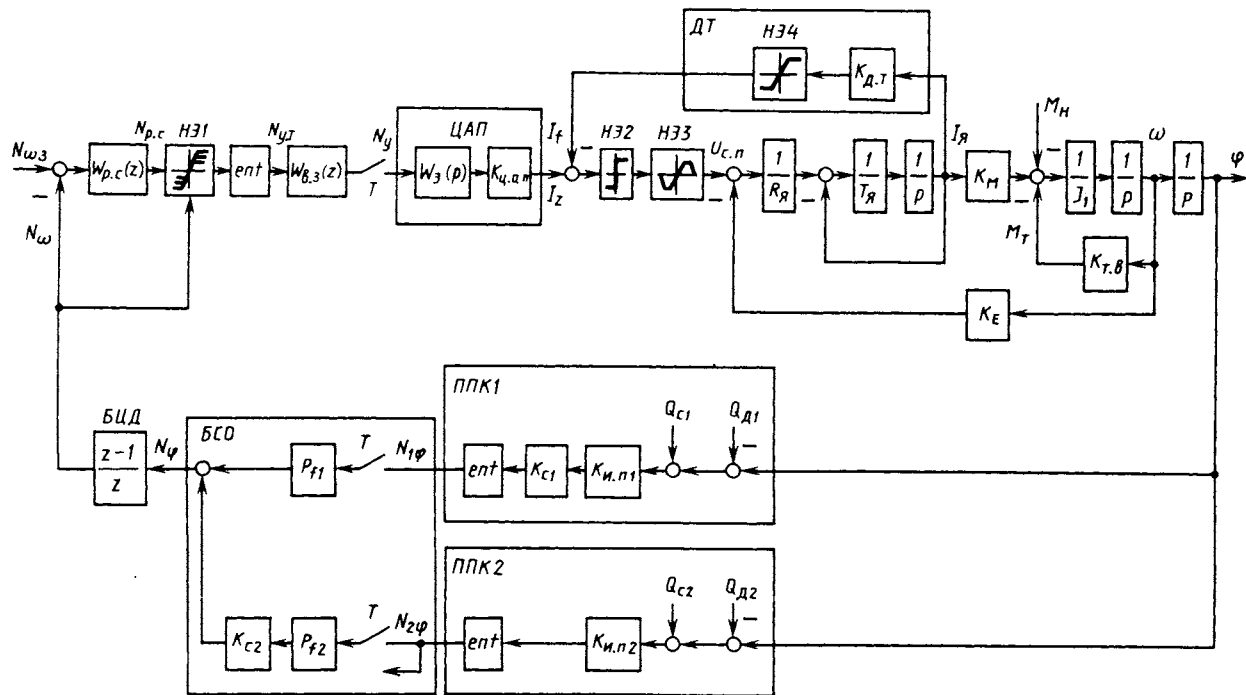


Рис. 6.1. Структурная схема математической модели транзисторного ЦЭП

Связь внешнего контура с внутренним осуществляется посредством **ЦАП** с коэффициентом передачи $K_{ц.а.п}$. Для хранения информации **ЦАП** имеет регистр, который на структурной схеме модели представлен экстраполятором нулевого порядка с передаточной функцией $W_g(p)$.

Код N_ω скорости в ЦЭП вычисляется путем цифрового дифференцирования в блоке **БЦД** кодов углового положения, формируемых двухотсчетным устройством измерения с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции. Такое устройство было описано в п. 1.4. Устройство измерения состоит из двух ППК. Интерполяционный **ППК1** формирует код

$$N_{1\varphi} = \text{ent}[K_{c1} K_{н.п1} (\varphi + Q_{c1} - Q_{d1})], \quad (6.14)$$

а дискретный **ППК2** – код

$$N_{2\varphi} = \text{ent}[K_{н.п2} (\varphi + Q_{c2} - Q_{d2})], \quad (6.15)$$

где K_{c1} – масштабный коэффициент; $K_{н.п1}$, $K_{н.п2}$ – коэффициенты передачи ИП каналов устройства измерения; Q_{c1} , Q_{c2} , Q_{d1} , Q_{d2} – текущие значения соответственно статической и динамической погрешностей каналов этого устройства.

Блок согласования отсчетов **БСО** формирует код N_φ угла в соответствии с выражением

$$N_\varphi = P_{f1} N_{1\varphi} + K_{c2} P_{f2} N_{2\varphi}, \quad (6.16)$$

где P_{f1} , P_{f2} – функции, условия переключения которых могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned} P_{f1} &= 1, P_{f2} = 0, \text{ если } N_\omega \leq N_{\omega_r}; \\ P_{f1} &= 0, P_{f2} = 1, \text{ если } N_\omega > N_{\omega_r}, \end{aligned} \quad (6.17)$$

где N_{ω_r} – код граничного значения скорости ω_r ;

$$N_{\omega r} = \text{ent}(\omega K_{r, n.пl} K_{cl} T), \quad (6.18)$$

при котором выполняется переход с одной дискретности устройства измерения на другую; $K_{c2} = 2^k$ – коэффициент согласования отсчетов; k – показатель степени.

Алгоритм управления, выполняемый цифровой частью электропривода, описывается следующими выражениями:

$$N_{\omega i} = \nabla N_{\varphi i} = N_{\varphi i} - N_{\varphi(i-1)};$$

$$\delta N_{ci} = N_{\omega zi} - N_{\omega i};$$

$$\sum_{0}^i \delta N_{ci} = \min \left\{ \left| \sum_{0}^i \delta N_{ci} \right|, \frac{N_{p.m}}{K_2} \right\} \text{sign}(\sum_{0}^i \delta N_{ci});$$

$$N_{p.ci} = \text{ent} \left\{ K_1 \delta N_{ci} + K_2 \sum_{0}^i \delta N_{ci} + \right. \quad (6.19)$$

$$\left. + K_3 [\delta N_{ci} - \delta N_{c(i-1)}] \right\};$$

$$N_{y.\tau i} = \min \left\{ \left| N_{p.ci} \right|, N_{p.ol}, N_{p.m} \right\} \text{sign} N_{p.ci},$$

где $N_{\omega i}$ – код фактической угловой скорости; δN_{ci} – код ошибки по скорости; $N_{p.ci}$ – код регулятора скорости; $N_{y.\tau i}$ – текущее значение кода управления; $N_{\varphi i}$ – код угла; $\nabla N_{\varphi i}$ – приращение кода угла за период T дискретности системы; $N_{\omega zi}$ – код заданной скорости; $N_{p.m}$ – максимально допустимое значение кода регулятора скорости; K_1 , K_2 , K_3 – коэффициенты соответственно пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих ПИД-регулятора

скорости; $N_{p,oi}$ — код управляемого токоограничения; i — номер цикла расчета.

Алгоритм управления ЦЭП и согласование отсчетов реализуются программными средствами МП-системы. МП-система, выполняя обработку данных, вносит определенное временное запаздывание, которое в структурной схеме учтено передаточной функцией $W_{в.3}(z)$. В общем случае такое запаздывание на n тактов в математической модели может быть реализовано с помощью операции

$$N_{yi} = N_{y,\tau(i-n)} \quad (6.20)$$

с соответствующим смещением содержимого ячеек с номерами 1, ..., n :

$$\begin{aligned} N_{y,\tau(i-n)} &= N_{y,\tau[i-(n-1)]}; \\ N_{y,\tau[i-(n-1)]} &= N_{y,\tau[i-(n-2)]}; \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ N_{y,\tau(i-2)} &= N_{y,\tau(i-1)}; \\ N_{y,\tau(i-1)} &= N_{y,\tau i} \end{aligned} \quad (6.21)$$

Временное запаздывание на один такт реализуется с помощью операции

$$N_{yi} = N_{y,\tau(i-1)} \quad (6.22)$$

Применение ВМД в качестве исполнительного электродвигателя в ЦЭП требует, чтобы уровень ограничения тока якоря изменялся в зависимости от скорости ω вращения. Алгоритм такого токоограничения может быть построен на основе кусочно-линейной аппроксимации зависимости от скорости допустимого по условиям коммутации коэффициента перегруз-

ки по току (моменту) (рис. 6.2). Алгоритм управляемого токоограничения реализуется с помощью нелинейного элемента **НЭ1** (см. рис. 6.1).

Условия выбора наименьшего из трех значений $|N_{p.ci}|$, $N_{p.o.i}$ и $N_{p.m}$ согласно выражению (6.19) могут быть записаны в виде

$$|N_{y.ti}| = \begin{cases} |N_{p.ci}|, & \text{если } |N_{p.ci}| < N_{p.o.i} \text{ и } |N_{p.ci}| < N_{p.m}; \\ N_{p.o.i}, & \text{если } |N_{p.ci}| \geq N_{p.o.i} \text{ и } N_{p.o.i} < N_{p.m}; \\ N_{p.m}, & \text{если } |N_{p.ci}| \geq N_{p.m} \text{ и } N_{p.o.i} \geq N_{p.m}, \end{cases} \quad (6.23)$$

$$N_{y.ti} = |N_{y.ti}| \text{sign} N_{p.ci}.$$

Код управляемого токоограничения определяется согласно выражению

$$N_{p.o.i} = N_{п.с} + \text{ent}[K_{то} (N_{\omega п} - |N_{\omega i}|)],$$

где $N_{п.с}$ — код порогового значения регулятора скорости;

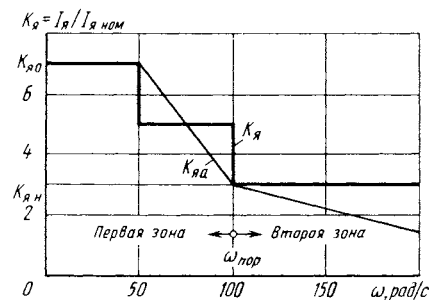


Рис. 6.2. Зависимость допустимого по условиям коммутации коэффициента $K_{я}$ перегрузки по току от скорости ω

$$N_{п.с} = 2^{\chi} \text{ent}(I_{я.п} / I_{я.м}) = 2^{\chi} \text{ent}(M_{д.п} / M_{д.м}),$$

χ – число разрядов ЦАП; $I_{я.п}$, $M_{д.п}$ – пороговые значения тока якоря и момента электродвигателя; $I_{я.м}$, $M_{д.м}$ – максимальные значения тока якоря и момента электродвигателя; $K_{то}$ – коэффициент токоограничения;

$$K_{то} = \begin{cases} K_{то1} & \text{при } (N_{\omega п} - |N_{\omega}|) \geq 0; \\ K_{то2} & \text{при } (N_{\omega п} - |N_{\omega}|) < 0; \end{cases}$$

$K_{то1}$, $K_{то2}$ – коэффициенты ограничения тока в первой и второй зонах;

$$K_{то1} = \Delta N_{1р} / \Delta N_{1\omega} \text{ и } K_{то2} = \Delta N_{2р} / \Delta N_{2\omega};$$

здесь $\Delta N_{1р}$, $\Delta N_{2р}$ – приращения кода регулятора скорости в первой и второй зонах;

$$\Delta N_{1р} = 2^{\chi} \text{ent}(\Delta I_{я1} / I_{я.м}) = 2^{\chi} \text{ent}(\Delta M_{д1} / M_{д.м});$$

$$\Delta N_{2р} = 2^{\chi} \text{ent}(\Delta I_{я2} / I_{я.м}) = 2^{\chi} \text{ent}(\Delta M_{д2} / M_{д.м});$$

здесь $\Delta I_{я1}$, $\Delta I_{я2}$, $\Delta M_{д1}$, $\Delta M_{д2}$ – приращения соответственно тока якоря и момента электродвигателя в первой и второй зонах; $\Delta N_{1\omega}$, $\Delta N_{2\omega}$ – приращения кода скорости в первой и второй зонах;

$$\begin{aligned} \Delta N_{1\omega} &= \text{ent}(\Delta \omega_1 K_{н.п1,2} K_{с1,2} T); \quad \Delta N_{2\omega} = \\ &= \text{ent}(\Delta \omega_2 K_{н.п1,2} K_{с1,2} T); \end{aligned}$$

здесь $\Delta \omega_1$, $\Delta \omega_2$ – приращения фактической скорости соответственно в первой и второй зонах; T – период дискретности системы;

$N_{\omega_{\text{п}}}$ – код порогового значения скорости $\omega_{\text{пор}}$, определяющий при кусочно-линейной аппроксимации точку изменения крутизны кривой допустимого тока; $N_{\omega_{\text{п}}} = \text{ent}(\omega_{\text{пор}} K_{\text{н.п1,2}} \times K_{\text{с1,2}} T)$.

В алгоритме токоограничения, реализуемом в МП-системе, значения кодов $N_{\text{п.с}}$, $N_{\omega_{\text{п}}}$ и коэффициентов $K_{\text{то1}}$, $K_{\text{то2}}$ являются константами и в процессе работы не изменяются.

Непрерывная часть электропривода в математической модели описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} &= \frac{1}{T_{\text{я}}} \left[\frac{1}{R_{\text{я}}} (U_{\text{с.п}} - K_E \omega) - I_{\text{я}} \right]; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J_1} (K_M I_{\text{я}} - M_{\text{н}} - K_{\text{т.в}} \omega); \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \omega, \end{aligned} \quad (6.24)$$

где $I_{\text{я}}$ – ток цепи якоря; ω , φ – угловая скорость вращения и угол поворота вала электродвигателя; $U_{\text{с.п}}$ – выходное напряжение силового преобразователя; K_M – коэффициент момента на валу электродвигателя; $M_{\text{н}}$ – момент статической нагрузки; $K_{\text{т.в}}$ – коэффициент трения вала двигателя.

Механическая система приведена к одномассовой.

Транзисторный преобразователь исследуется с помощью имитационного моделирования путем воспроизведения реальной формы выходного напряжения $U_{\text{с.п}}$ (рис. 6.3).

Алгоритм имитации работы транзисторного преобразователя с симметричным управлением представлен на рис. 6.4. Он содержит 25 блоков. Блок 2 имитирует работу элемента сравнения эквивалентов заданного $I_{\text{зj}}$ и фактического $I_{\text{фj}}$ токов. Эквивалент заданного тока

$$I_{\text{зj}} = K_{\text{ц.а.п}}^* N_{\text{yi}},$$

где $K_{ц.а.п}^*$ – эквивалент коэффициента $K_{ц.а.п}$ передачи ЦАП;

$$K_{ц.а.п}^* = K_{ц.а.п} / R = U_{оп} / 2^{\chi} R;$$

здесь $U_{оп}$ – опорное напряжение ЦАП; R – сопротивление резистора его разрядной сетки; χ – число разрядов.

Эквивалент фактического тока

$$I_{fj} = K_{н.э4} K_{д.т.яj}^* I_{яj},$$

где $K_{н.э4}$ – коэффициент передачи нелинейного элемента НЭ4;

$$K_{н.э4} = \begin{cases} 1, & \text{если } |I_{яj}| \leq |I_{я.м}|; \\ \frac{|I_{я.м}|}{|I_{яj}|}, & \text{если } |I_{яj}| > |I_{я.м}|; \end{cases} \quad (6.25)$$

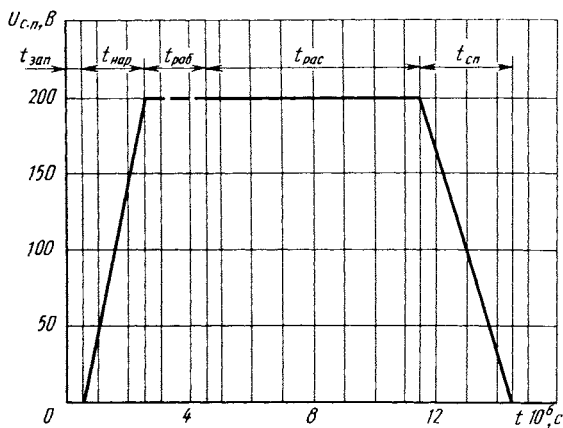


Рис. 6.3. Выходное напряжение $U_{с.п}$ транзисторного преобразователя

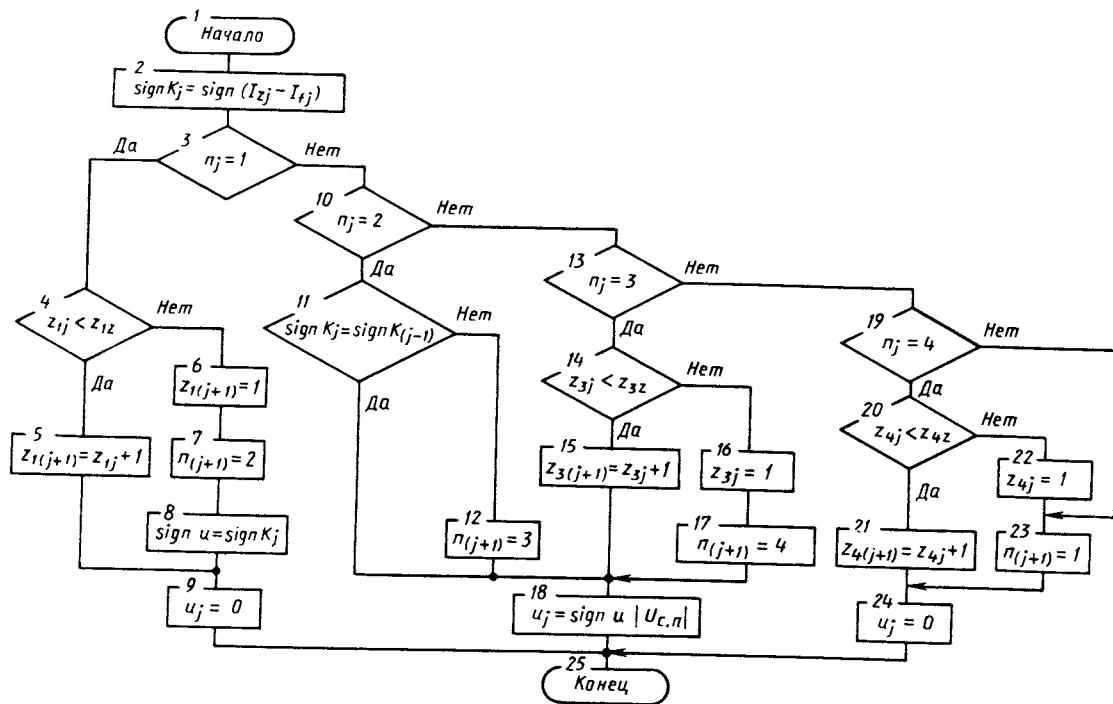


Рис. 6.4. Алгоритм имитации работы транзисторного преобразователя

$K_{д.т}^*$ — эквивалент коэффициента $K_{д.т}$ передачи датчика тока;

$$K_{д.т}^* = K_{д.т} / R = U_{оп} / I_{я.м} R.$$

В этом же блоке формируется знак $\text{sign} K_j$ компаратора.

Блоки 3–24 имитируют работу транзисторных ключей силового преобразователя. В этих блоках формируется текущее значение выходного напряжения $U_{с.п}$, которое может принимать одно из трех значений: $-U_{с.п}$, 0 или $+U_{с.п}$.

Время работы транзисторного ключа условно разделено на четыре интервала ($n_j = 1, 2, 3, 4$), имитирующие процессы его включения, работы и выключения. Каждый интервал в свою очередь разделен на зоны. Время включения транзисторного ключа имитируется интервалом t_{1n} при $n_j = 1$:

$$t_{1n} = t_{зап} + 0,5t_{нар}, \quad (6.26)$$

где $t_{зап}$ — время запаздывания включения; $t_{нар}$ — время нарастания тока (см. рис. 6.3).

Алгоритм имитации первого интервала содержит блоки 3–9 (см. рис. 6.4). Количество зон внутри первого интервала задается значением z_{1z} , текущий номер зоны обозначен z_{1j} .

Время работы транзисторного ключа в режиме насыщения имитируется интервалом t_{2n} при $n_j = 2$:

$$t_{2n} = 0,5t_{нар} + t_{раб}, \quad (6.27)$$

где $t_{раб}$ — рабочее время.

Алгоритм имитации второго интервала содержит блоки 10–12, причем блоки 11, 12 определяют условия выхода ключа из рабочего режима.

Время выключения транзисторного ключа имитируется интервалом t_{3n} при $n_j = 3$:

$$t_{3n} = t_{\text{рас}} + 0,5t_{\text{сп}} \quad (6.28)$$

и интервалом t_{4n} при $n_j = 4$:

$$t_{4n} = 0,5t_{\text{сп}}, \quad (6.29)$$

где $t_{\text{рас}}$ — время рассасывания; $t_{\text{сп}}$ — время спада тока (см. рис. 6.3).

Алгоритм имитации третьего интервала содержит блоки 13–18 (см. рис. 6.4). Количество зон внутри третьего интервала задается значением z_{3z} , текущий номер зоны обозначен z_{3j} .

Алгоритм имитации четвертого интервала содержит блоки 19–24. Количество зон внутри четвертого интервала задается значением z_{4z} , текущий номер зоны обозначен z_{4j} .

Временные соотношения в модели транзисторного преобразователя определяются тактом таймера ЭВМ и числом зон в интервалах с номерами 1, 3 и 4. При заданном такте таймера изменением числа зон в интервалах можно добиться необходимых временных соотношений.

Расчет параметров ЦЭП с релейным контуром тока выполнен для электродвигателя ДК1-5,2. Питание электродвигателя осуществляется от силового преобразователя с ключевыми элементами, выполненными на транзисторах ТКД152-63, использованы сглаживающий дроссель ДСА-552 и согласующий трансформатор ТТ-2,5.

При выполнении расчета электромеханической части использованы выражения (6.1) – (6.4) и (6.8) – (6.12).

Данные электромеханической части:

$$\begin{aligned} \omega_{\text{max}} &= 209,4 \text{ рад/с}; \quad K_{\text{я.м}} = 1,5; \quad I_{\text{я.н}} = 6,5 \text{ А}; \quad I_{\text{я.м}} = \\ &= 45,5 \text{ А}; \quad K_{\text{м}} = 0,800 \text{ Н} \cdot \text{м/А}; \quad K_E = 0,800 \text{ В} \cdot \text{с/рад}; \\ U_{\text{с.п}} &= 200 \text{ В}; \quad R_{\text{я}} = 2,852 \text{ Ом}; \quad L_{\text{я}} = 13,75 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \\ T_{\text{я}} &= 4,821 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \quad d_{\text{в}} = 0,040 \text{ м}; \quad l_{\text{в}} = 0,9 \text{ м}; \quad t_{\text{в}} = \\ &= 0,010 \text{ м}; \quad J_{\text{в}} = 0,00176 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \quad J_{\text{р}} = 0,00416 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \\ \gamma &= 1,1; \quad J_1 = 0,00652 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \quad J_{\text{доп}} = 0,00200 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \\ K_{\text{т.в}} &= 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ кг} \cdot \text{м}^2/\text{с}. \end{aligned}$$

Данные устройства измерения:

$$K_{н.п1} = K_{н.п2} = 5000/\pi \text{ дискрет/рад}; K_{с1} = K_{с2} = 32; k = 5; N_{\omega r} = 1070; Q_{с1} = Q_{с2} = 0; Q_{д1} = Q_{д2} = 0.$$

Данные ЦАП и датчика тока:

$$\chi = 12; R = 10 \text{ кОм}; K_{ц.а.п}^* = 0,244 \cdot 10^{-6} \text{ А/дискрет}; K_{дт}' = 21,9 \cdot 10^{-6}.$$

Данные устройства токоограничения:

$$N_{р.м} = 4095; N_{п.с} = 1755; N_{\omega п} = 5333; K_{то1} = 0,877; K_{то2} = 0,165.$$

Данные имитационной модели:

$$t_{зап} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ с}; t_{нар} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с}; t_{рас} = 7 \times 10^{-6} \text{ с}; t_{сп} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ с}; T_{\tau} = 2 \cdot 10^{-6}; z_{1z} = 1; z_{3z} = 4; z_{4z} = 1.$$

Период дискретности системы $T = 0,001 \text{ с}$.

Расчет коэффициентов регулятора скорости транзисторного ЦЭП выполнен по методике, изложенной в гл. 2 и работе [30], при условии замены контура тока звеном с эквивалентной постоянной времени T_z .

Для предварительной оценки параметров релейного контура тока предложены приведенные ниже выражения. При их выводе был использован метод расчета релейных систем с запаздыванием, изложенный в работе [20]. Оценку удвоенной амплитуды (размаха) колебаний тока якорной цепи при коде задания тока $N_{т.з} = 0$ можно выполнить с помощью выражения

$$\Delta I_{я} = 2I_{я.н} K_{я0} (1 - e^{-\tau_3/T_{я}}), \quad (6.30)$$

где $K_{я0}$ — коэффициент перегрузки электродвигателя по току якоря при нулевой скорости; τ_3 — время запаздывания; $\tau_3 =$

$= t_{\text{зап}} + 0,5t_{\text{нар}} + t_{\text{рас}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{б.п}}$; здесь $t_{\text{б.п}}$ — время бестоковой паузы.

Период колебаний в релейном контуре тока при коде

$$N_{\text{т.з}} = 0$$

$$T_{\text{к}} = 2[\tau_{\text{з}} + T_{\text{э}} \ln(2 - e^{-\tau_{\text{з}}/T_{\text{э}}})] \quad (6.31)$$

и частота переключений

$$F_{\text{п}} = 1/T_{\text{к}}. \quad (6.32)$$

Значение эквивалентной постоянной времени $T_{\text{э}}$ можно оценить с помощью выражения

$$T_{\text{э}} = -T_{\text{я}} \ln \frac{K_{\text{я.с}} - 0,63K_{\text{я.н}}}{K_{\text{я.с}}}, \quad (6.33)$$

где $K_{\text{я.н}}$ — коэффициент перегрузки электродвигателя по току якоря при номинальной скорости вращения; $K_{\text{я.с}}$ — среднее значение коэффициента перегрузки электродвигателя на интервале изменения угловой скорости вращения от 0 до номинальной.

Исходные данные для расчета параметров релейного контура тока: $T_{\text{я}} = 4,821 \cdot 10^{-3}$ с; $I_{\text{я.н}} = 6,5$ А; $K_{\text{я0}} = 7$; $K_{\text{я.с}} = 6$; $K_{\text{я.н}} = 3$; $t_{\text{б.п}} = 0,5 \cdot 10^{-6}$ с.

Расчетные данные: $\tau_{\text{з}} = 12 \cdot 10^{-6}$ с; $\Delta I_{\text{я}} = 0,226$ А; $T_{\text{к}} = 48 \cdot 10^{-6}$ с; $F_{\text{п}} = 20\,833$ Гц; $T_{\text{э}} = 1,824 \cdot 10^{-3}$ с.

При расчете параметров регулятора контура скорости принимаем $T_{\text{э}} = 2 \cdot 10^{-3}$ с.

Выполнены исследования модели релейного контура тока. Исследования дали следующие результаты: постоянная времени, определенная по переходному процессу при ступенчатом входном воздействии, $T_{\text{э}} = 2,5 \cdot 10^{-3}$ с; удвоенная ампли-

туда (размах) колебаний тока цепи якоря $\Delta I_{\text{я}} = 0,320 \text{ А}$; период колебаний $T_{\text{к}} = 52 \cdot 10^{-6} \text{ с}$; частота переключений $F_{\text{п}} = 19\,230 \text{ Гц}$.

Совпадение результатов аналитического исследования и моделирования удовлетворительное.

Исследованы переходные процессы ЦЭП при подаче ступенчатого управляющего воздействия. Моделирование выполнено с учетом дополнительного момента инерции $J_{\text{доп}}$, приведенного к валу электродвигателя,

$$J_{\text{лх}} = J_{\text{р}} + J_{\text{доп}}. \quad (6.34)$$

Исходные данные: $K_1 = 4,500$; $K_2 = 0,224$; $K_3 = 6,240$;

$J_{\text{лх}} = 0,00616 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $N_{\omega\text{з}} = \pm 5333$. Результаты моделирования приведены на рис. 6.5.

Перерегулирование по скорости ω при разгоне от 0 до $\omega = 105 \text{ рад/с}$, реверсе от $\omega = 105 \text{ рад/с}$ до $\omega = -105 \text{ рад/с}$

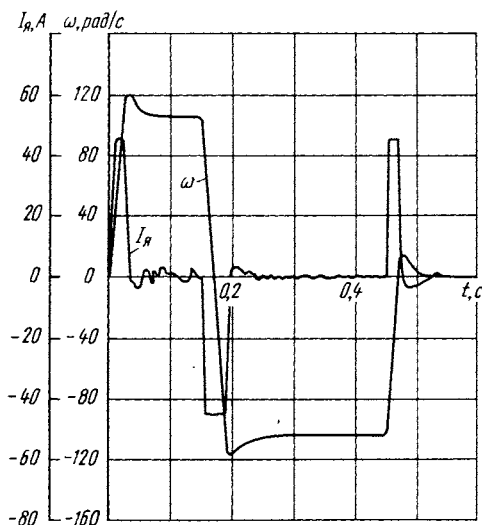


Рис. 6.5. Переходные процессы транзисторного ЦЭП при ступенчатом управляющем воздействии

и торможении от $\omega = -105$ рад/с до 0 не превышает 14 %. Значение тока цепи якоря $I_{\text{я}}$ в переходных процессах достигает своего максимального значения $I_{\text{я.м}} = 7 I_{\text{я.н}} = 45,5$ А.

При тех же исходных данных выполнено исследование полосы пропускания регулируемого по скорости транзисторного ЦЭП. При моделировании код заданной скорости

$$N_{\omega_3} = N_{\omega_m} \sin(2\pi ft), \quad (6.35)$$

где $N_{\omega_m} = 53$ – амплитудное значение кода заданной скорости; f – частота изменения кода заданной скорости; t – текущее время.

Результаты моделирования показали, что при полосе частот транзисторного ЦЭП до 120 Гц сдвиг по фазе между первыми гармониками заданного и фактического значений угловой скорости не превышает $\pi/2$. Переходные процессы исследованы при изменении момента $\pm 0,4 M_{\text{ном}}$ статической нагрузки на валу электродвигателя относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$.

Исходные данные: $K_1 = 4,760$; $K_2 = 0,237$; $K_3 = 6,610$; $J_1 = 0,00652$ кг · м²; $N_{\omega_3} = 5$; $\omega_3 = 0,0982$ рад/с.

Исследования были проведены в следующей последовательности.

При включении модели вал электродвигателя нагружался моментом $0,6 M_{\text{ном}}$ статической нагрузки. Вследствие этого на начальном участке зависимости $\omega(t)$ имеет место динамическое падение скорости, которая затем восстанавливается до заданного значения. При $t = 0,2$ с увеличивался (уменьшался) статический момент $\pm 0,4 M_{\text{ном}}$ и фиксировалось значение динамического падения скорости. Результаты моделирования приведены на рис. 6.6.

Динамическое падение скорости при подаче на вал электродвигателя момента $0,6 M_{\text{ном}}$ статической нагрузки не превышает 1,2 рад/с, время восстановления 0,09 с. Динамическое падение скорости при изменении момента статической

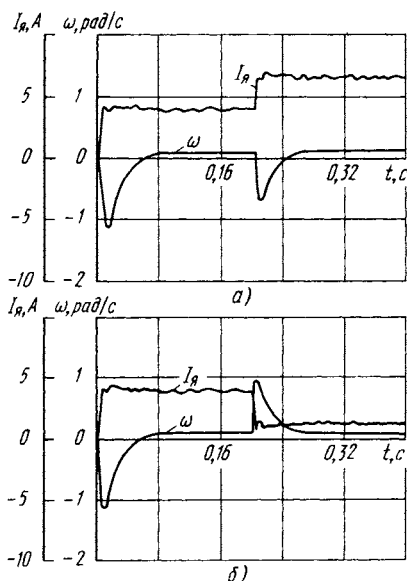


Рис. 6.6. Переходные процессы транзисторного ЦЭП при изменении момента статической нагрузки:
 а — на $+0,4 M_{\text{ном}}$ относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$; б — на $-0,4 M_{\text{ном}}$ относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$

нагрузки $\pm 0,4 M_{\text{ном}}$ относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$ не превышает 0,85 рад/с, время восстановления 0,08 с.

При тех же значениях исходных данных были исследованы переходные процессы при изменении направления вращения (реверсе) вала электродвигателя с одновременным изменением знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки. В этом случае при включении модели вал электродвигателя нагружался моментом $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки. При $t = 0,2$ с изменяли направление вращения с одновременным изменением знака момента статической нагрузки на $-M_{\text{ном}}$ и фиксировали значение динамического падения скорости. Результаты моделирования приведены на рис. 6.7.

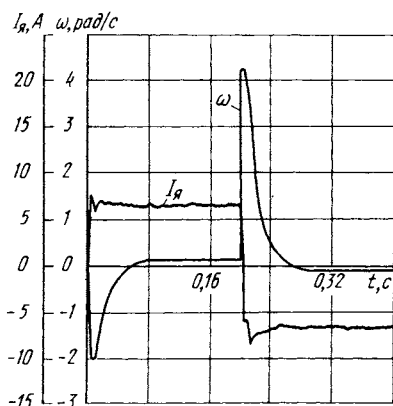


Рис. 6.7. Переходные процессы транзисторного ЦЭП при изменении направления вращения и знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки

Динамическое падение скорости при подаче на вал электродвигателя момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки не превышает 2,2 рад/с, время восстановления 0,10 с. Динамическое падение скорости при изменении направления вращения и знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки не превышает 4,4 рад/с, время восстановления 0,11 с.

Характеристики транзисторного ЦЭП, полученные в результате исследований, удовлетворяют требованиям к электроприводам подач малогабаритных станков с ЧПУ.

6.3. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛИРУЕМОГО ПО СКОРОСТИ ТИРИСТОРНОГО ЦЭП С ЛИНЕЙНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ КОРРЕКЦИЯМИ

Одноконтурные системы регулирования скорости просты в реализации. Однако они обладают недостатками, из которых основными являются [11]: необходимость применения специальной схемы токоограничения ввиду отсутствия контура тока; наличие сравнительно большой динамической ошибки при изменении напряжения сети, особенно при использовании тиристорных преобразователей; влияние нелинейности характеристик тиристорного преобразователя непосредственно на работу контура скорости.

Предлагаемая для исследования на ЭВМ одноконтурная система регулирования скорости тиристорного ЦЭП в опреде-

ленной мере лишена этих недостатков. Структурная схема модели тиристорного ЦЭП приведена на рис. 6.8. Тиристорный ЦЭП имеет контур регулирования скорости, в который входят: элемент сравнения кодов заданной $N_{\omega z}$ и фактической N_{ω} скорости; ПИД-регулятор с нелинейной коррекцией, имеющий передаточную функцию $W_{p.c.}(z)$; звено упреждающего токоограничения (нелинейный элемент $HЭ1$); звено "ent" и элемент временного запаздывания с передаточной функцией $W_{в.з.}(z)$. Код N_y , сформированный МП-системой электропривода, посредством цифрового СИФУ управляет тиристорным преобразователем $ТП$.

Влияние нелинейности тиристорного преобразователя на характеристики контура скорости может быть устранено применением совместного согласованного управления, при котором режим прерывистых токов практически отсутствует. Если применение раздельного управления желательно, можно использовать способ компенсации, основанный на введении в контур скорости звена со статической характеристикой, обратной характеристике нелинейного элемента, как это предложено в гл. 2. Тиристорный преобразователь питает электродвигатель постоянного тока, на валу которого установлен ИП устройства измерения. Устройство измерения на основе ППК1, ППК2 и блок согласования отсчетов БСО построены аналогично рассмотренным выше.

Алгоритм управления, выполняемый цифровой частью электропривода, описывается следующими выражениями:

$$N_{\omega i} = \nabla N_{\varphi i} = N_{\varphi i} - N_{\varphi(i-1)};$$

$$\delta N_{ci} = N_{\omega zi} - N_{\omega i};$$

$$\begin{aligned} \sum_0^i (\delta N_{ci} + N_{н.ки}) &= \min \left\{ \left| \sum_0^i (\delta N_{ci} + N_{н.ки}) \right|, N_{р.н}/K_2 \right\} \times \\ &\times \operatorname{sign} \left[\sum_0^i (\delta N_{ci} + N_{н.ки}) \right]; \end{aligned} \quad (6.36)$$

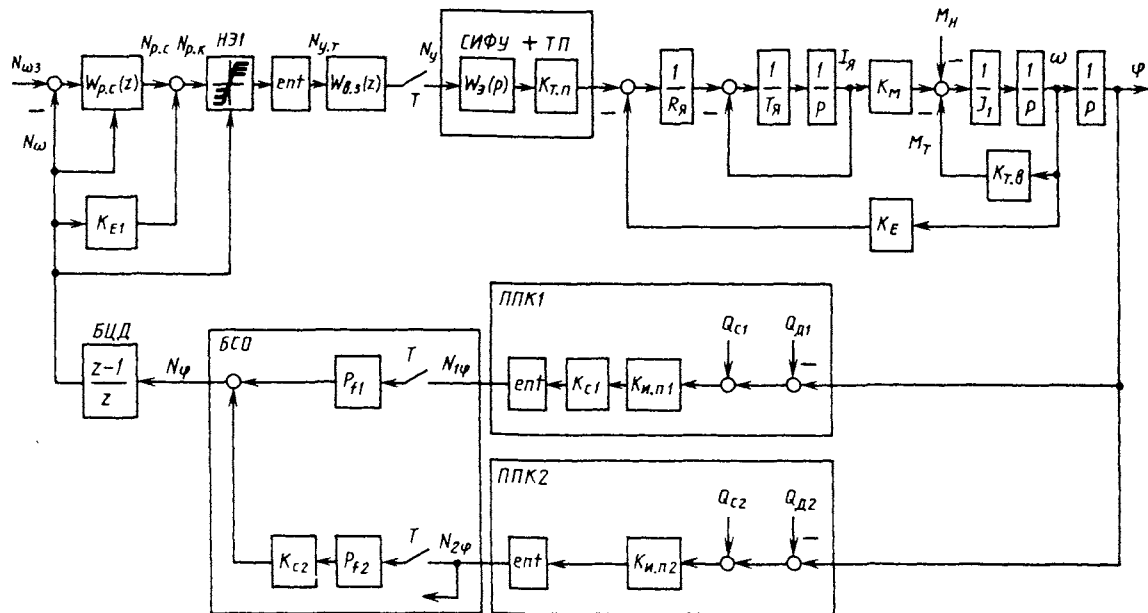


Рис. 6.8. Структурная схема математической модели тиристорного ЦЭП

$$N_{p.ci} = K_1 \delta N_{ci} + K_2 \sum_0^i (\delta N_{ci} + N_{n.ki}) + \\ + K_3 [\delta N_{ci} - \delta N_{c(i-1)}];$$

$$N_{p.ki} = \text{ent}(N_{p.ci} + K_{E1} N_{\omega i});$$

$$N_{y.\tau i} = \min\{|N_{p.ki}|, |N_{p.oi}|, N_{p.m}\} \text{sign} N_{p.ki},$$

где $N_{\omega i}$ — код фактической скорости; δN_{ci} — код ошибки по скорости; $N_{p.ci}$ — код регулятора скорости; $N_{p.ki}$ — код регулятора скорости с компенсацией; $N_{y.\tau i}$ — текущее значение кода управления; $N_{\varphi i}$ — код угла; $\nabla N_{\varphi i}$ — приращение кода угла за период T дискретности системы; $N_{\omega zi}$ — код заданной скорости; $N_{n.ki}$ — код нелинейной динамической коррекции; $N_{p.m}$ — максимально допустимое значение кода регулятора скорости; K_1, K_2, K_3 — коэффициенты соответственно пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих ПИД-регулятора скорости; K_{E1} — коэффициент компенсации противо-ЭДС; $N_{p.oi}$ — код управляемого токоограничения; i — номер цикла расчета.

Нелинейные динамические корректирующие устройства являются хорошим средством компенсации инерционности системы управления [77]. Характерной особенностью нелинейных динамических корректирующих устройств является то, что нелинейность проявляется лишь при переходных процессах в замкнутой системе.

Для уменьшения динамических ошибок при изменении напряжения сети, а также при изменении сигнала управления и момента статической нагрузки предложена нелинейная динамическая коррекция, при которой анализируются на соответствие друг другу знаки ошибки δN_{ci} по скорости и прираще-

ния $\nabla N_{\omega i}$ ее фактического значения. В случае их отличия в интегральную составляющую ПИД-регулятора скорости вводится код нелинейной динамической коррекции

$$N_{н,ki} = \begin{cases} 0, & \text{если } \text{sign} \delta N_{ci} = \text{sign} \nabla N_{\omega i}; \\ -\frac{\nabla N_{\omega i} K_{н.к}}{K_2}, & \text{если } \text{sign} \delta N_{ci} \neq \text{sign} \nabla N_{\omega i}, \end{cases} \quad (6.37)$$

где $K_{н.к}$ — коэффициент нелинейной коррекции.

Приращение кода фактической скорости в i -м цикле

$$\nabla N_{\omega i} = N_{\omega i} - N_{\omega(i-1)}. \quad (6.38)$$

Зоны работы нелинейной динамической коррекции (заштрихованные участки) приведены на рис. 6.9.

Токоограничение построено на принципе упреждения, когда текущее значение кода управления $N_{y.т}$ в любом режиме не может превысить значения, обеспечивающего протекание максимального тока:

$$|N_{y.ти}| = \begin{cases} |N_{p.ki}|, & \text{если } |N_{p.ki}| < |N_{p.oi}| \text{ и } |N_{p.ki}| < N_{p.m}; \\ |N_{p.oi}|, & \text{если } |N_{p.ki}| \geq |N_{p.oi}| \text{ и } |N_{p.oi}| < N_{p.m}; \\ N_{p.m}, & \text{если } |N_{p.ki}| \geq N_{p.m} \text{ и } |N_{p.oi}| \geq N_{p.m}; \end{cases} \quad (6.39)$$

$$N_{y.ти} = |N_{y.ти}| \text{sign} N_{p.ki}$$

Код управляемого токоограничения

$$N_{p.oi} = \text{ent} \left(K_{E2} N_{\omega i}' + \frac{I_{я.м} R_{я}}{K_{т.п}} \text{sign} N_{p.ki} \right), \quad (6.40)$$

где K_{E2} – коэффициент пропорциональности; $R_{я}$, $I_{я.м}$ – сопротивление и максимальный ток цепи якоря; $K_{т.п}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя, $K_{т.п} = U_{т.п} / N_{р.м}$.

Анализ условий введения нелинейной динамической коррекции и функций упреждающего токоограничения выполняется каждый цикл i расчета кода управления $N_{у.т}$.

В рабочей области, где частота среза контура скорости ниже зоны частот, существенных для динамики тиристорного преобразователя, его передаточная функция может быть представлена звеном с временным запаздыванием [11, 70]. Такое временное запаздывание в математической модели имитируется задержкой на определенное число периодов дискретности T текущего значения кода $N_{у.т}$ управления (см. п. 6.2).

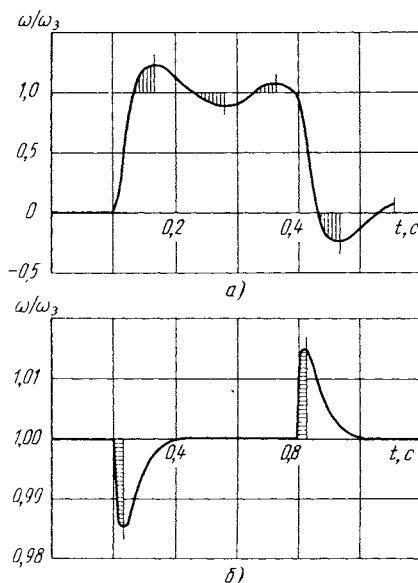


Рис. 6.9. Зоны работы нелинейной динамической коррекции: при ступенчатых управляющем (а) и возмущающем (б) воздействиях

С учетом допущения, изложенного выше, непрерывная часть электропривода в математической модели описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned}\frac{dI_{\text{я}}}{dt} &= \frac{1}{T_{\text{я}}} \left[\frac{1}{R_{\text{я}}} (K_{\text{т.в}} N_{\text{у}} - K_E \omega) - I_{\text{я}} \right]; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J_1} (K_{\text{м}} I_{\text{я}} - K_{\text{т.в}} \omega - M_{\text{н}}); \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \omega,\end{aligned}\tag{6.41}$$

где $I_{\text{я}}$ – ток цепи якоря; $K_{\text{т.в}}$ – коэффициент трения вала двигателя; ω , φ – скорость вращения и угол поворота вала электродвигателя; $N_{\text{у}}$ – код управления; $K_{\text{м}}$ – коэффициент момента на валу электродвигателя; $M_{\text{н}}$ – момент статической нагрузки.

Механическая система приведена к одномассовой.

Расчет параметров ЦЭП с нелинейной коррекцией выполнен для электродвигателя ПБВ-112L, нулевой схемы реверсивного шестифазного тиристорного преобразователя с совместным согласованным управлением, уравнительных реакторов РТП-2, сглаживающего дросселя ДСА-554 и согласующего трансформатора ТС-8.

При выполнении расчета электромеханической части были использованы выражения (6.1) – (6.4) и (6.8) – (6.12).

Данные электромеханической части:

$$\begin{aligned}\omega_{\text{max}} &= 209,4 \text{ рад/с}; K_{\text{я.н}} = 1,5; I_{\text{я.н}} = 28 \text{ А}; I_{\text{я.м}} = \\ &= 280 \text{ А}; K_{\text{м}} = 0,800 \text{ Н} \cdot \text{м/А}; K_E = 0,800 \text{ В} \cdot \text{с/рад}; \\ U_{\text{т.п}} &= 200 \text{ В}; R_{\text{я}} = 0,714 \text{ Ом}; L_{\text{я}} = 3,722 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; T_{\text{я}} = \\ &= 5,213 \cdot 10^{-3} \text{ с}; d_{\text{в}} = 0,063 \text{ м}; l_{\text{в}} = 1,7 \text{ м}; t_{\text{в}} = 0,010 \text{ м}; \\ J_{\text{в}} &= 0,0205 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; J_{\text{р}} = 0,0490 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \gamma = 1,2; J_1 = \\ &= 0,0834 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; J_{\text{доп}} = 0,0043 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; K_{\text{т.в}} = 1,4 \times \\ &\times 10^{-3} \text{ кг} \cdot \text{м}^2/\text{с}.\end{aligned}$$

Данные устройства измерения:

$$K_{н.п1} = K_{н.п2} = 5000/\pi \text{ дискрет/рад}; K_{с1} = K_{с2} = 32; k = 5; N_{\omega r} = 3564; Q_{с1} = Q_{с2} = 0; Q_{д1} = Q_{д2} = 0.$$

Данные СИФУ и тиристорного преобразователя:

$$K_{т.п} = 8,14 \cdot 10^{-3} \text{ В/дискрет}.$$

Данные устройства токоограничения:

$$N_{р.м} = 24\,576. \text{ Период дискретности системы } T = 0,0033 \text{ с.}$$

Расчет коэффициентов регулятора скорости тиристорного ЦЭП выполнен по методике, изложенной в гл. 2 и работе [30].

Проведен сравнительный анализ переходных процессов ЦЭП с линейной и нелинейной динамической коррекциями в контуре скорости при подаче ступенчатого управляющего воздействия. Моделирование выполнено с учетом дополнительного момента инерции $J_{доп}$, приведенного к валу электродвигателя.

Исходные данные:

$$K_1 = 2,057; K_2 = 0,0860; K_3 = 2,026; K_{н.к} = 2,0; K_{E1} = 0,34; K_{E2} = 0,588; J_{1х} = 0,0533 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; N_{\omega_3} = \pm 17\,778.$$

Результаты моделирования приведены на рис. 6.10 и 6.11.

Перерегулирование по скорости ω при разгоне от 0 до $\omega = 105$ рад/с не превышает 17,1 % при линейной и 14,3 % при нелинейной коррекциях, при реверсе от $\omega = 105$ рад/с до 0 и от 0 до $\omega = -105$ рад/с не превышает 25,1 % при линейной и 19,2 % при нелинейной коррекциях, при торможении от $\omega = -105$ рад/с до 0 не более 17,1 % при линейной и 14,3 % при нелинейной коррекциях. Ток цепи якоря в переходных процессах $I_{я} = 252$ А. Исследования показали, что введение нелинейной динамической коррекции уменьшает перерегулирование и увеличивает быстродействие ЦЭП при подаче больших управляющих воздействий.

При тех же исходных данных исследована полоса пропус-

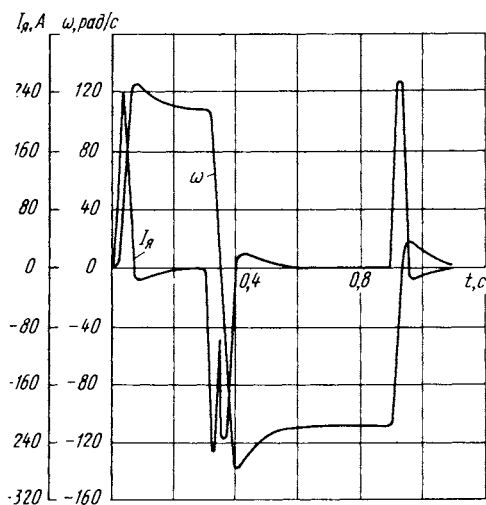


Рис. 6.10. Переходные процессы тиристорного ЦЭП с линейной коррекцией при ступенчатом управляющем воздействии

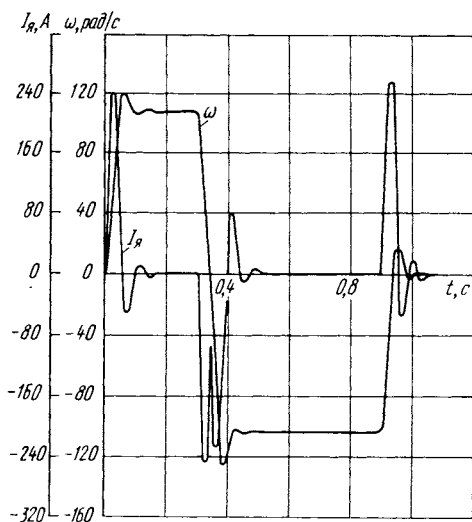


Рис. 6.11. Переходные процессы тиристорного ЦЭП с нелинейной динамической коррекцией при ступенчатом управляющем воздействии

кания регулируемого по скорости тиристорного ЦЭП. Полоса пропускания тиристорного ЦЭП составила 20 Гц.

Переходные процессы исследованы при изменении момента $\pm 0,4 M_{\text{ном}}$ статической нагрузки на валу электродвигателя относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$ при линейной и нелинейной динамических коррекциях.

Исходные данные: $K_1 = 3,167$; $K_2 = 0,1344$; $K_3 = 3,217$; $K_{\text{н.к}} = 3,0$; $K_{E1} = 0,34$; $K_{E2} = 0,588$; $J_1 = 0,0834 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $N_{\omega_3} = 18$; $\omega_3 = 0,106 \text{ рад/с}$.

Порядок проведения эксперимента аналогичен описанному

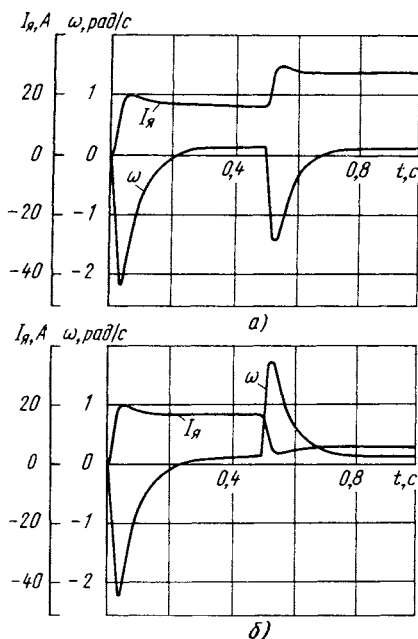


Рис. 6.12. Переходные процессы тиристорного ЦЭП с линейной коррекцией при изменении момента статической нагрузки:

а — на $+0,4 M_{\text{ном}}$ относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$; б — на $-0,4 M_{\text{ном}}$ относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$

в п. 6.2. Время, при котором изменяется момент статической нагрузки, $t = 0,5$ с. Результаты моделирования приведены на рис. 6.12 и 6.13.

Динамическое падение скорости при подаче на вал электродвигателя момента $0,6M_{\text{ном}}$ статической нагрузки не превышает 2,2 рад/с при линейной и 1,8 рад/с при нелинейной коррекциях, время восстановления 0,40 с при линейной и 0,14 с при нелинейной коррекциях. Динамическое падение скорости при изменении момента статической нагрузки $\pm 0,4M_{\text{ном}}$ относительно уровня $0,6M_{\text{ном}}$ не превышает 1,6 рад/с при линейной и 1,3 рад/с при нелинейной коррекциях, время восстановления 0,30 с при линейной и 0,10 с при нелинейной коррекциях. При введении нелинейной коррекции динамическое падение скорости уменьшается в 1,2 раза, время восстановления в 3 раза и область динамического падения скорости в 3,6 раза.

Таким образом наибольший эффект нелинейная коррекция

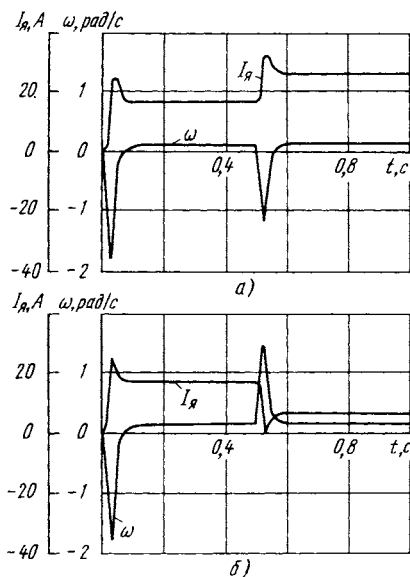


Рис. 6.13. Переходные процессы тиристорного ЦЭП с нелинейной динамической коррекцией при изменении момента статической нагрузки:

а — на $+0,4 M_{\text{ном}}$

относительно уровня $0,6 M_{\text{ном}}$; б — на

$-0,4 M_{\text{ном}}$ относительно

уровня $0,6 M_{\text{ном}}$

оказывает на уменьшение области динамического падения скорости.

При тех же значениях исходных данных были исследованы переходные процессы контура скорости ЦЭП с линейной и нелинейной динамической коррекциями при реверсе с изменением знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки. Результаты моделирования приведены на рис. 6.14 и 6.15.

Динамическое падение скорости при подаче на вал электродвигателя момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки не превышает 3,8 рад/с при линейной и 3,1 рад/с при нелинейной коррекциях, время восстановления 0,50 с при линейной и 0,17 с при нелинейной коррекциях. Динамическое падение скорости при изменении направления вращения и знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки не превышает 7,8 рад/с при линейной и 6,5 рад/с при нелинейной коррекциях, время восстановления 0,6 с при линейной и 0,2 с при нелинейной коррекциях. При введении нелинейной коррекции динамическое падение скорости уменьшается в 1,2 раза, время восстановления в 3 раза и область динамического падения скорости в 3,9 раза.

При тех же значениях исходных данных были исследованы

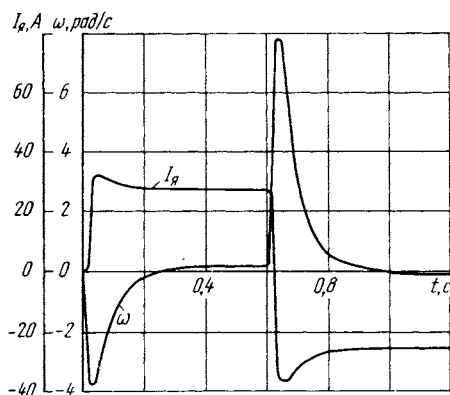


Рис. 6.14. Переходные процессы тиристорного ЦЭП с линейной коррекцией при изменении направления вращения и знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки

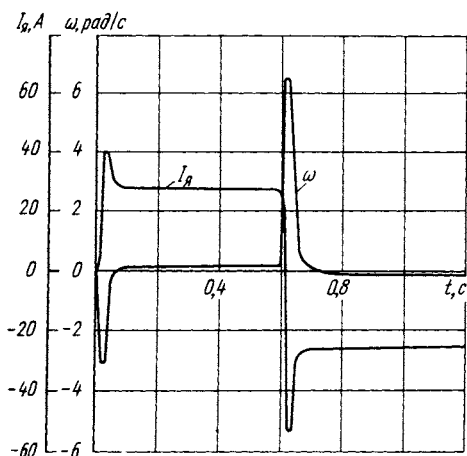


Рис. 6.15. Переходные процессы тиристорного ЦЭП с нелинейной динамической коррекцией при изменении направления вращения и знака момента $M_{\text{ном}}$ статической нагрузки

переходные процессы контура скорости ЦЭП с линейной и нелинейной динамическими коррекциями при изменении напряжения сети на ± 10 , ± 30 и ± 50 % от номинального при моменте $0,5 M_{\text{ном}}$ статической нагрузки. Данные для сравнительного анализа эффективности линейной и нелинейной динамической коррекций сведены в табл. 6.2 и 6.3.

6.2. Переходные процессы контура скорости при увеличении напряжения сети

Коррекция	$\Delta\omega$, рад/с	$t_{\text{вос}}$, с	$\Delta\omega$, рад/с	$t_{\text{вос}}$, с	$\Delta\omega$, рад/с	$t_{\text{вос}}$, с
	при отклонении, %, напряжения сети на					
	+10		+30		+50	
Линейная	+0,2	0,10	+0,4	0,20	+0,7	0,30
Нелинейная динамическая	+0,1	0,05	+0,3	0,06	+0,5	0,10

6.3. Переходные процессы контура скорости при уменьшении напряжения сети

Коррекция	$\Delta\omega$, рад/с	$t_{\text{вос}}$, с	$\Delta\omega$, рад/с	$t_{\text{вос}}$, с	$\Delta\omega$, рад/с	$t_{\text{вос}}$, с
	при отклонении, %, напряжения сети на					
	-10		-30		-50	
Линейная	-0,2	0,15	-0,6	0,30	-1,1	0,50
Нелинейная динамическая	-0,1	0,10	-0,4	0,15	-0,8	0,25

При введении нелинейной коррекции область динамического падения скорости уменьшается в 2 раза при отклонении напряжения сети на +10 %, в 3 раза – при отклонении на +30 и +50 %, а также в 2 раза – при отклонении на -10 %, в 2,5 раза – при отклонении на -30 % и в 2 раза – при отклонении на -50 %.

Погрешности ППК, применяемых для измерения скорости, оказывают заметное влияние на точностные характеристики ЦЭП. Для исследования этого влияния на качество регулирования скорости в математическую модель ЦЭП для каждого канала устройства измерения вводятся статические погрешности Q_{c1} и Q_{c2} . Статические погрешности ППК следящего уравнивания определены экспериментально (см. гл. 4) и могут быть аппроксимированы выражением

$$Q_{c1} = Q_{c1M} \sin(\xi K_3 \varphi), \quad (6.42)$$

где Q_{c1M} – амплитудное значение погрешности; ξ – коэффициент частоты изменения погрешности; K_3 – коэффициент электрической редукции ИП.

Статическую погрешность импульсного фотоэлектрического ИП определяют по паспортным данным, и она может быть аппроксимирована выражением

$$Q_{c2} = \begin{cases} Q_{c2м}, & \text{если } N_k = 0; \\ 0, & \text{если } N_k = 1; \\ -Q_{c2м}, & \text{если } N_k = 2; \\ 0, & \text{если } N_k = 3, \end{cases} \quad (6.43)$$

где $Q_{c2м}$ — максимальное значение погрешности; N_k — номер квадранта;

$$N_k = \text{ent}(2K_9 \varphi / \pi) - 4\text{ent}(K_9 \varphi / 2\pi).$$

Аналогично в математическую модель могут быть введены динамические погрешности $Q_{д1}$ и $Q_{д2}$, которые задают табличным способом в функции от скорости или ускорения.

Как уже указывалось ранее, большое влияние на равномерность вращения при глубоком регулировании оказывает квантование по уровню сигнала фактической скорости. Для оценки этого влияния выполнено исследование качества регулирования скорости ЦЭП с импульсным фотоэлектрическим ИП.

Моделирование выполняется при холостом ходе электродвигателя с дополнительным моментом инерции $J_{доп}$ и с учетом трения.

Исходные данные для моделирования:

1) общие: $k = 0$; статическую погрешность Q_{c2} определяют по выражению (6.43) при $Q_{c2м} = 0,084 \cdot 10^{-3}$ рад;

2) частные:

а) при $K_9 = 2500$: $K_1 = 64,8$; $K_2 = 2,74$; $K_3 = 65,8$; $K_{E1} = 10,8$; $K_{E2} = 18,8$; $K_{н.п} = 5000/\pi$ дискрет/рад; $N_{\omega_3} = 0, 1, 0, 1, \dots$;

б) при $K_9 = 5000$: $K_1 = 32,4$; $K_2 = 1,37$; $K_3 = 32,9$;

$K_{E1} = 5,4$; $K_{E2} = 9,4$; $K_{н.п} = 10\ 000/\pi$ дискрет/рад;
 $N_{\omega_3} = 1$.

Результаты моделирования приведены на рис. 6.16.

При заданной скорости вращения $\omega_3 = 0,0943$ рад/с коэффициент неравномерности $K_n = 0,27$ при $K_3 = 2500$ и $K_n = 0,23$ при $K_3 = 5000$.

Исследовано влияние статической погрешности ППК с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции, на качество регулирования скорости ЦЭП.

Исходные данные для моделирования:

1) общие: $k = 5$; статическую погрешность Q_{cl} определяют по выражению (6.42) при $Q_{clm} = 0,050 \cdot 10^{-3}$ рад; $\zeta = 1$; $\omega_r = 21,0$ рад/с;

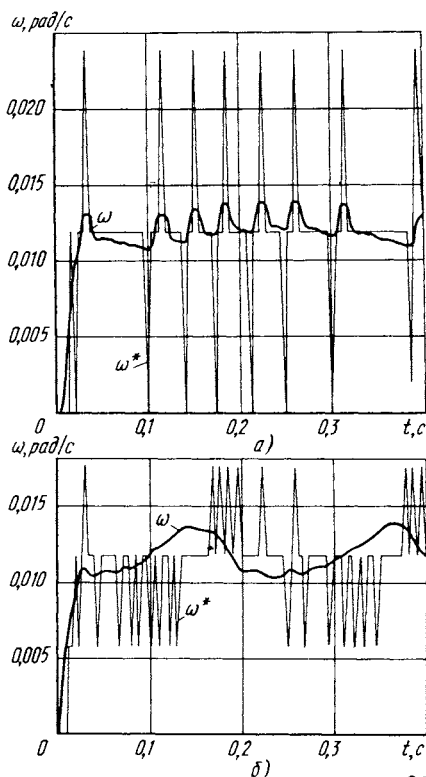


Рис. 6.16. Неравномерность угловой скорости тиристорного ЦЭП с импульсным фотоэлектрическим ИП:

ω^* — дискретное значение скорости;

а — при $K_3 = 2500$;

б — при $K_3 = 5000$

2) частные:

а) при $K_9 = 1250$: $K_1 = 4,048$; $K_2 = 0,172$; $K_3 = 4,112$; $K_{E1} = 0,68$; $K_{E2} = 1,18$; $K_{н.п} = 2500/\pi$ дискрет/рад; $N_{\omega_r} = 1782$; $N_{\omega_3} = 1$;

б) при $K_9 = 2500$: $K_1 = 2,024$; $K_2 = 0,086$; $K_3 = 2,056$; $K_{E1} = 0,34$; $K_{E2} = 0,59$; $K_{н.п} = 5000/\pi$ дискрет/рад; $N_{\omega_r} = 3564$; $N_{\omega_3} = 2$.

Результаты моделирования приведены на рис. 6.17.

При заданной скорости вращения $\omega_3 = 0,0118$ рад/с коэффициент неравномерности $K_n = 0,29$ как при $K_9 = 1250$, так и при $K_9 = 2500$.

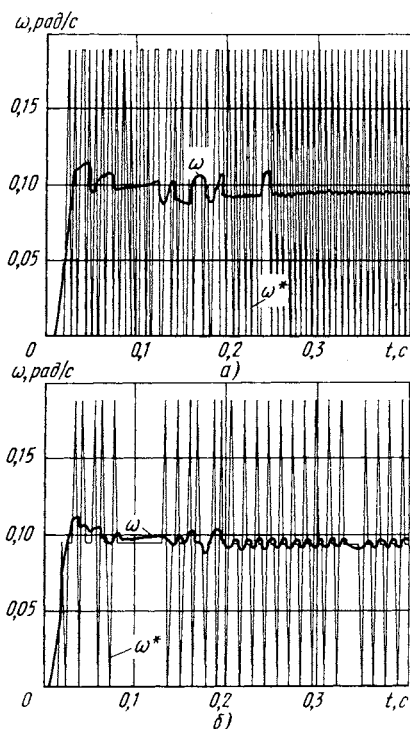


Рис. 6.17. Неравномерность скорости вращения тиристорного ЦЭП с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции:

а — при $K_9 = 1250$; б — при $K_9 = 2500$

Исследовано влияние статической погрешности ППК с угловым индукционным ИП на качество регулирования скорости ЦЭП.

Исходные данные для моделирования:

1) общие: $k = 4$; статическую погрешность Q_{c1} определяют по выражению (6.42) при $Q_{c1м} = 0,023 \cdot 10^{-3}$ рад; $\xi = 2$; $\omega_r = 12,3$ рад/с;

2) частные:

а) при разрядности реверсивного счетчика ППК $r = 11$: $K_1 = 2,470$; $K_2 = 0,105$; $K_3 = 2,510$; $K_{E1} = 0,42$; $K_{E2} = 0,72$; $K_{н.п} = 8192/\pi$ дискрет/рад; $N_{\omega_r} = 1710$; $N_{\omega_3} = 1, 2, 1, 2, \dots$;

б) при $r = 12$: $K_1 = 1,235$; $K_2 = 0,0525$; $K_3 = 1,255$; $K_{E1} = 0,21$; $K_{E2} = 0,36$; $K_{н.п} = 16384/\pi$ дискрет/рад; $N_{\omega_r} = 3420$; $N_{\omega_3} = 3$.

Результаты моделирования приведены на рис. 6.18.

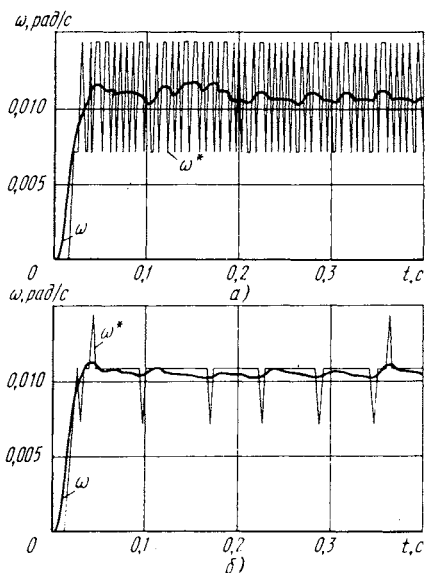


Рис. 6.18. Неравномерность скорости вращения тиристорного ЦЭП с угловым индукционным ИП:

а — при 11-разрядном ППК; б — при 12-разрядном ППК

При заданной скорости вращения $\omega_3 = 0,0108$ рад/с коэффициент неравномерности $K_n = 0,15$ при $r = 11$ и $K_n = 0,096$ при $r = 12$.

Таким образом, только двухканальное устройство измерения с фотоэлектрическим ИП, использующим метод интерполяции, и устройство измерения с угловым индукционным ИП обеспечивают диапазон регулирования скорости согласно требованиям ГОСТ 25778-83.

6.4. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ОШИБОК И ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РЕГУЛИРУЕМОГО ПО ПОЛОЖЕНИЮ ТИРИСТОРНОГО ЦЭП

Для исследования на ЭВМ регулируемого по положению ЦЭП разработана математическая модель, которая позволяет изменять место установки, тип и параметры ИП, имитировать его погрешности, учитывать влияние силы резания, упругости и зазора в исполнительном механизме станка, а также трения в его направляющих.

Структурная схема математической модели регулируемого по положению ЦЭП приведена на рис. 6.19. Модель описывает электропривод, в котором подчиненным контуром является регулируемый по скорости тиристорный ЦЭП. Внешний контур предназначен для регулирования положения исполнительного механизма. Он состоит из элемента сравнения кодов приращений $\nabla N_{сз}$ заданного и $\nabla N_{сф}$ фактического положений, П-регулятора положения с передаточной функцией $W_{р.п}(z)$ и дополнительного канала с передаточной функцией $W_k(z)$, а также элемента суммирования их выходных кодов $N_{р.п}$ и $N_{д.к}$.

Код приращения $\nabla N_{сф}$ фактического положения в ЦЭП вычисляется путем цифрового дифференцирования в блоке БЦД кода фактического положения.

В работе устройства измерения в зависимости от структуры контура положения участвуют преобразователи перемещение – код ППК2 (см. рис. 6.1) с угловым ИП или ППК3 с

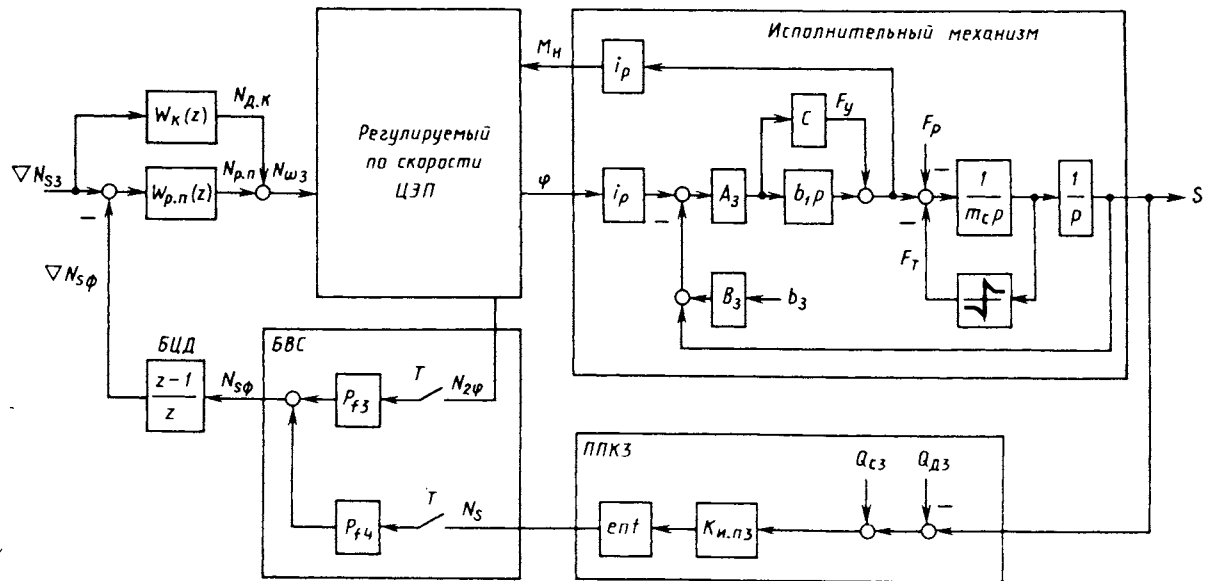


Рис. 6.19. Структурная схема математической модели регулируемого по положению ЦЭП

линейным ИП (см. рис. 6.19). Преобразователь **ППК2** формирует код $N_{2\varphi}$ согласно выражению (6.15), а **ППК3** – код

$$N_s = \text{ent}[K_{н.п3}(S + Q_{с3} - Q_{д3})], \quad (6.44)$$

где $K_{н.п3}$ – коэффициент передачи преобразователя **ППК3** с линейным ИП; $Q_{с3}$ и $Q_{д3}$ – текущие значения соответственно статической и динамической погрешностей этого преобразователя; S – фактическое линейное положение исполнительного механизма.

Статическая погрешность преобразователя **ППК3** с линейным индукционным ИП может быть аппроксимирована выражением

$$Q_{с3} = Q_{с3м} \sin(\xi S/i_p), \quad (6.45)$$

где $Q_{с3м}$ – амплитудное значение погрешности; ξ – коэффициент частоты изменения погрешности; i_p – коэффициент передачи ШВП.

Аналогично в математическую модель может быть введена динамическая погрешность $Q_{д3}$.

Блок выбора структуры **БВС** контура положения формирует код фактического положения

$$N_{сфi} = P_{f3} N_{2\varphi i} + P_{f4} N_{si}, \quad (6.46)$$

где P_{f3} , P_{f4} – функции, условия переключения которых могут быть записаны в виде $P_{f3} = 1$; $P_{f4} = 0$, если система полузамкнутая; $P_{f3} = 0$; $P_{f4} = 1$, если система замкнутая.

Алгоритм управления, выполняемый цифровой частью электропривода, описывается выражениями (6.36), которые должны быть дополнены следующими выражениями:

$$\nabla N_{сфi} = N_{сфi} - N_{сф(i-1)};$$

$$\delta N_{ni} = \sum_{i=0}^n (\nabla N_{сзi} - \nabla N_{сфi});$$

$$N_{р.пi} = \text{ent}(K_n K_{н.п} T \delta N_{ni}); \quad (6.47)$$

$$N_{д.кi} = \nabla N_{сзi} C_{1к};$$

$$N_{\omega зi} = N_{р.пi} + N_{д.кi},$$

где $\nabla N_{сфi}$ — приращение кода фактического положения; $\delta N_{пi}$ — код ошибки по положению; $N_{р.пi}$ — код регулятора положения; $N_{д.кi}$ — код дополнительного канала; $N_{\omega зi}$ — код заданной скорости; $\nabla N_{сзi}$ — приращение кода заданного положения; $K_{п}$ — коэффициент передачи пропорционального регулятора положения; $K_{м.п}$ — масштабный коэффициент контура положения; T — период дискретности системы; $C_{1к}$ — коэффициент передачи дополнительного канала; i — номер цикла расчета.

В приведенной модели многомассовая электромеханическая система с упругими звеньями и зазорами представлена упругодиссипативной двухмассовой системой с сосредоточенными зазором и упругим элементом жесткостью C .

Непрерывная часть электропривода описывается системой дифференциальных уравнений (6.41), в которых

$$M_{н} = i_{р} \left[S_{yq} C + b_1 (S_{yq} - S_{y(q-1)}) \frac{1}{T_{пц}} \right],$$

дополненной дифференциальными уравнениями:

$$\frac{dv}{dt} = \left[S_{yq} C + b_1 (S_{yq} - S_{y(q-1)}) \frac{1}{T_{пц}} - F_{р} - F_{т} \right] \frac{1}{m_c}; \quad (6.48)$$

$$\frac{dS}{dt} = v,$$

где $i_{р}$ — коэффициент передачи ШВП,

$$i_{р} = t_{в} / 2\pi; \quad (6.49)$$

S_{yq} – упругая деформация;

$$S_{yq} = (i_p \varphi - S - B_z b_z) A_z; \quad (6.50)$$

здесь B_z – признак знака зазора; b_z – суммарное значение зазора в кинематической передаче; A_z – признак раскрытия зазора; $T_{\text{пц}}$ – время вычислений непрерывной части модели в q -м подцикле; v – линейная скорость; F_p – сила резания;

$$F_p = F_{p.m} \cos(2\pi t/t_o); \quad (6.51)$$

здесь $F_{p.m}$ – максимальное значение силы резания; t – текущее время; t_o – время полного цикла обработки; F_{τ} – сила трения [см. выражения (6.5) и (6.6)].

Влияние зазора b_z учитывается условиями:

$$\begin{aligned} A_z &= 1, B_z = 1, \text{ если } i_p \varphi - S > b_z; \\ A_z &= 1, B_z = -1, \text{ если } i_p \varphi - S < -b_z; \\ A_z &= 0, B_z = 0, \text{ если } -b_z \leq (i_p \varphi - S) \leq b_z. \end{aligned} \quad (6.52)$$

При подготовке расчетной модели необходимо определить исходные параметры ее элементов: момент инерции, жесткость, демпфирование, суммарное значение зазора. При моделировании выполнена оценка динамических ошибок положений вала электродвигателя и стола станка для полузамкнутой и замкнутой систем с упругостью и зазором.

В полузамкнутой системе применен встроенный в электродвигатель угловой фотоэлектрический ИП, единый для измерения скорости и положения. В замкнутой системе для измерения скорости используют угловой фотоэлектрический ИП, а для измерения положения – линейный индукционный ИП (индуктосин), расположенный на столе станка.

Для полузамкнутой системы код заданного положения

$$N_{sz} = \text{ent} \left[R_d \frac{K_{н.п2}}{i_p} \sin(2\pi \frac{t}{t_o}) \right], \quad (6.53)$$

для замкнутой системы

$$N_{s3} = \text{ent} \left[R_d K_{н.п3} \sin \left(2\pi \frac{t}{t_o} \right) \right], \quad (6.54)$$

где R_d – радиус обрабатываемой детали.

Код приращения заданного положения

$$\nabla N_{s3} = N_{s3i} - N_{s3(i-1)}. \quad (6.55)$$

Для компенсации скоростной ошибки по положению применена система комбинированного управления.

Исходные данные для моделирования:

$$\begin{aligned} K_n &= 20,8 \text{ с}^{-1}; K_{м.п} = 32; C_{лк} = 32; K_1 = 2,745; K_2 = \\ &= 0,1165; K_3 = 2,789; K_{E1} = 0,34; K_{E2} = 0,588; J_1 = \\ &= 0,0695 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; K_{т.в} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ кг} \cdot \text{м}^2/\text{с}; l_3 = 5 \times \\ &\times 10^{-6} \text{ м}; t_v = 0,010 \text{ м}; C = 363,2 \cdot 10^6 \text{ Н/м}; b_1 = \\ &= 31,6 \cdot 10^3 \text{ Н} \cdot \text{с/м}; m_c = 1098 \text{ кг}; K_{т.н} = 0,095; \\ K_{т.к} &= 0,065; K_{м.т} = 448; K_{н.п2} = 5000/\pi \text{ дискрет/рад}; \\ k &= 5; Q'_{с2} = 0; Q_{д2} = 0; K_{н.п3} = 10^6 \text{ дискрет/м}; Q_{с3м} = \\ &= 10^{-6} \text{ м}; Q_{д3} = 0; T_{пц} = 0,00033 \text{ с}; R_d = 0,050 \text{ м}; t_o = \\ &= 16 \text{ с}; F_{р.м} = 2000 \text{ Н}. \end{aligned}$$

Остальные данные заимствованы из п. 6.3. Результаты моделирования представлены на рис. 6.20. Применение комбинированного управления позволяет уменьшить динамическую ошибку δ_n , которая в данном случае вызвана наличием составляющей ускорения во входном сигнале. Из-за влияния упругости и зазора процесс носит колебательный характер. В полужамкнутой по положению системе колебания углового положения вала электродвигателя (кривая 2) незначительны, а в замкнутой – несколько увеличиваются. Амплитуда коле-

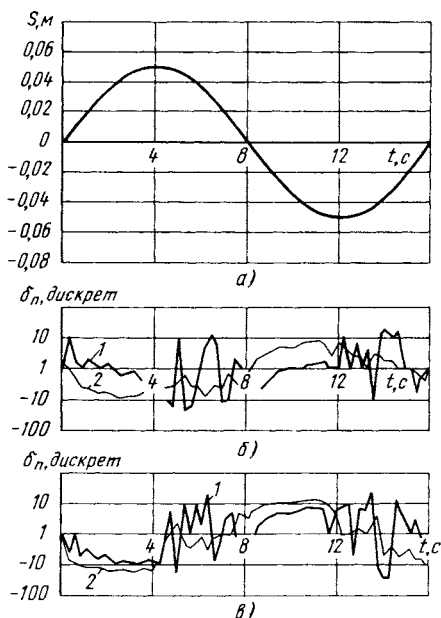


Рис. 6.20. Управляющее воздействие (а) и динамические ошибки в полузамкнутой (б) и замкнутой (в) по положению системах с упругостью и зазором

баний линейного положения стола (кривая 1) в обоих случаях ограничена, она не превышает суммарного значения зазора и упругой деформации ходового винта.

Исследование точности позиционирования углового положения вала электродвигателя и линейного положения стола станка в зависимости от материала направляющих выполнено для полузамкнутой и замкнутой систем с упругостью и зазором в кинематической передаче.

При моделировании реализован режим: разгон – быстрый ход – торможение – снятие скоростной компенсации (точка СК, см. рис. 6.21) – торможение – доводка до точки позиционирования. Приращение кода заданного положения в данном случае

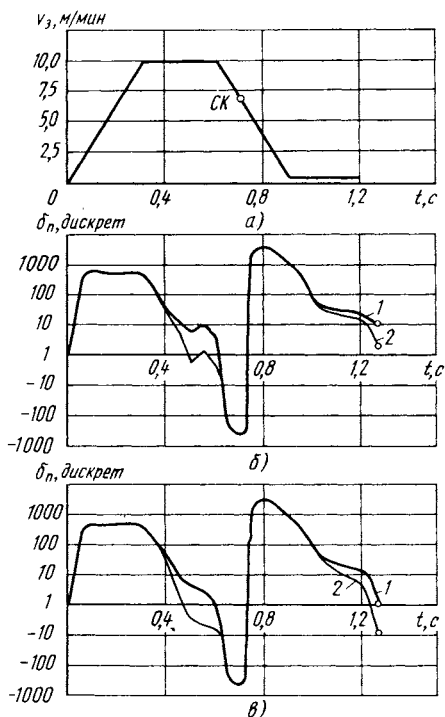


Рис. 6.21. Режим позиционирования (а) и распределение ошибок в полузамкнутой (б) и замкнутой (в) по положению системах с направляющими скольжения (пара сталь-сталь): 1 — распределение ошибки по положению стола станка; 2 — распределение ошибки по приведенному положению вала электродвигателя

$$\nabla N_{s3i} = \begin{cases} 0 & \text{при } t = 0; \\ \nabla N_{s3(i-1)} + \nabla N_{sT} & \text{при } 0 < t \leq t_1; \\ \nabla N_{s3(i-1)} & \text{при } t_1 < t \leq t_2; \\ \nabla N_{s3(i-1)} - \nabla N_{sT} & \text{при } t_2 < t \leq t_3; \\ \nabla N_{s3(i-1)} & \text{при } t_3 < t \leq t_4; \\ 0 & \text{при } t > t_4, \end{cases} \quad (6.56)$$

где ∇N_{sT} – код приращения по положению за такт расчета.

Стол станка на участке доводки перемещается с малой скоростью.

Исходные данные для моделирования:

$$K_n = 20,8 \text{ с}^{-1}; K_{м.п} = 32; C_{1к} = 32; K_1 = 2,745; \\ K_2 = 0,1165; K_3 = 2,789; K_{E1} = 0,34; K_{E2} = 0,588; \\ J_1 = 0,0695 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; K_{т.в} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ кг} \cdot \text{м}^2/\text{с}; l_3 = \\ = 5 \cdot 10^{-6} \text{ м}; t_b = 0,010 \text{ м}; C = 363,2 \cdot 10^6 \text{ Н/м}; b_1 = \\ = 31,6 \cdot 10^3 \text{ Н} \cdot \text{с/м}; m_c = 1098 \text{ кг}; F_p = 0; T_{пц} = \\ = 0,00033 \text{ с}; K_{н.п2} = 5000/\pi \text{ дискрет/рад}; k = 5; Q_{c2} = \\ = 0; Q_{д2} = 0; K_{н.п3} = 10^6 \text{ дискрет/м}; Q_{с3м} = 10^{-6} \text{ м};$$

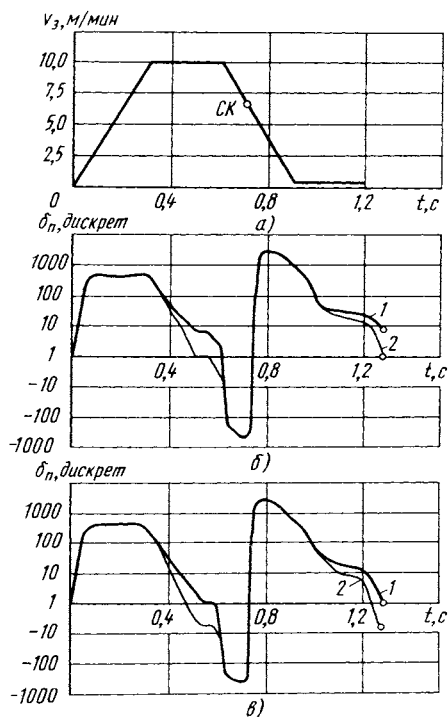


Рис. 6.22. Режим позиционирования (а) и ошибки в полустамкнутой (б) и замкнутой (в) по положению системах с направляющими скольжения (пара фторопласт с бронзой – сталь): 1 и 2 – то же, что и на рис. 6.21

$$Q_{дз} = 0; t_1 = 0,3 \text{ с}; t_2 = 0,6 \text{ с}; t_{с.к} = 0,7 \text{ с}; t_3 = 0,9 \text{ с}; t_4 = 1,2 \text{ с}; \nabla N_{ST} = 6.$$

Результаты моделирования приведены на рис. 6.21 – 6.23, а данные для сравнительного анализа сведены в табл. 6.4.

Неравномерность перемещения рабочего органа на малой скорости определяется в основном разностью сил трения покоя и трения движения, жесткостью электропривода и в значительной степени демпфированием колебаний.

В полузамкнутой системе устройство измерения осуществляет контроль положения вала электродвигателя. Положение стола не контролируется. Как показывают результаты моделирования, линейное положение стола в этом случае отстает от приведенного к нему углового положения вала электродвигателя на суммарное значение зазора и упругой деформации ходового винта.

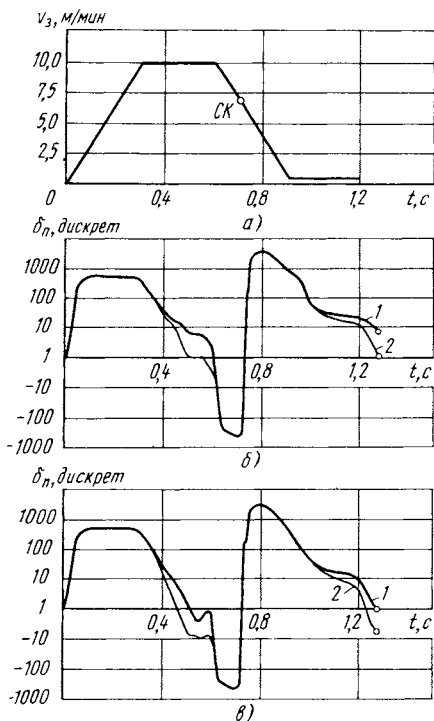


Рис. 6.23. Режим позиционирования (а) и ошибки в полузамкнутой (б) и замкнутой (в) по положению системах с направляющими скольжения (пара фторопласт-сталь): 1 и 2 – то же, что и на рис.6.21

В замкнутой системе устройство измерения осуществляет контроль положения стола станка. Положение вала электродвигателя не контролируется. Приведенное угловое положение вала электродвигателя опережает линейное положение стола на суммарное значение зазора и упругой деформации ходового винта.

6.4. Точность позиционирования, мкм,
в полузамкнутой и замкнутой системах
в зависимости от материала направляющих

Объект исследо- вания	Материал пары при коэффициентах		
	сталь-сталь	фторопласт с бронзой-сталь	фторопласт- сталь
	$K_{т.н} = 0,17;$ $K_{т.к} = 0,07;$ $K_{м.т} = 723$	$K_{т.н} = 0,095;$ $K_{т.к} = 0,065;$ $K_{м.т} = 448$	$K_{т.н} = 0,060;$ $K_{т.к} = 0,060;$ $K_{м.т} = 0$

Полузамк-

нутая си-
стема:

вал элек- +1,7 +0,7 +0,3

тродви-
гателя

стол +10,2 +7,9 +6,8

станка

отставание 8,5 7,2 6,5

стола

Замкнутая

система:

вал элек- -7,9 -6,5 -6,0

тродви-
гателя

стол +0,6 +0,6 +0,4

станка

опереже- 8,5 7,1 6,4

ние вала

электро-

двигателя

По результатам моделирования установлена зависимость суммарного значения зазора и упругой деформации ходового винта от начального значения коэффициента трения $K_{т.н}$.

ГЛАВА 7

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

7.1. ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ И СРЕДСТВА ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Одной из основных задач, требующих решения при разработке электроприводов с микропроцессорным управлением, является обеспечение высоких показателей надежности. Для ее решения проводят входной контроль и тренировку элементов, облегчают режимы их работы, вводят аппаратную и информационную избыточность, на основе которых организуется техническое диагностирование [51].

Для применения в электроприводах с микропроцессорным управлением могут быть рекомендованы методы технического диагностирования, классификация которых приведена на рис. 7.1. Согласно классификации техническое диагностирование может быть как функциональным, выполненным на базе аппаратных и программных средств, так и тестовым [63]. Критерием выбора тех или иных методов является достижение максимальной эффективности диагностирования при ограничениях на аппаратные затраты и снижение производительности МП-системы.

В систему функционального диагностирования входят общие и локальные средства. С помощью предусмотренных в каждом модуле и блоке аппаратных локальных средств функционального диагностирования (ЛСФД) осуществляется постоянный контроль работоспособности модуля. Применение ЛСФД позволяет существенно упростить структуру общих средств диагностирования и снизить требования к их быстродействию.

В ЛСФД могут быть реализованы методы функционального

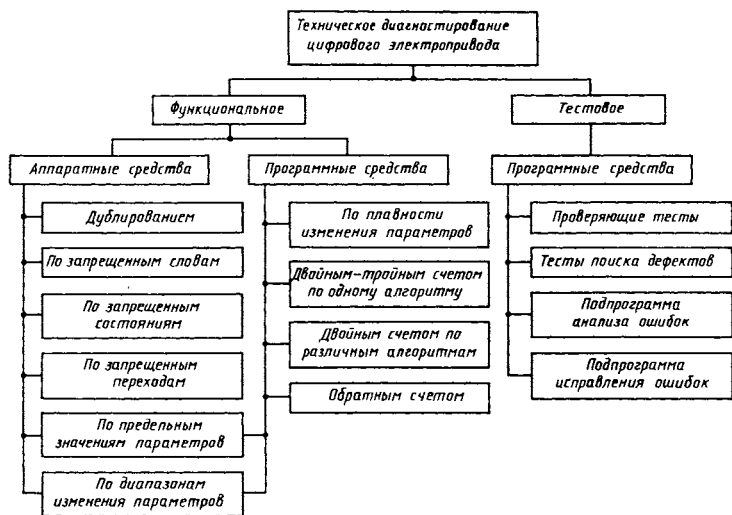


Рис. 7.1. Классификация методов технического диагностирования

диагностирования, основанные на сопоставлении слов, состояний, переходов или параметров.

Наиболее просто для методов сопоставления реализуется проверка правильного функционирования дублированием. Однако дублирование узлов или модулей требует избыточного оборудования и его применение целесообразно только в тех случаях, когда реализация других способов вызывает затруднения.

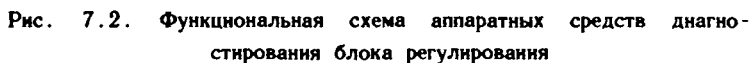
Проверка функционирования по запрещенным словам, в том числе по модулю 2 и с использованием корректирующих кодов (коды Хэмминга, циклические коды) [57], широко распространена при диагностировании модулей ПЗУ и ОЗУ. Проверку переполнения реверсивных счетчиков модулей, использующих модифицированный двоичный код, также следует выполнять по модулю 2.

Функционирование модуля ППК с дискретным входом можно проверять по запрещенным переходам (см. табл. 1.2). Реализация такой проверки позволяет обнаруживать ошибки и дефекты в тракте передачи информации.

Аппаратурная избыточность СИФУ дает возможность по

Сопоставление параметров с эталонными значениями удобно выполнять при диагностировании модулей, построенных на основе следящих систем, например ППК следящего уравнивания, а также в различных системах автоподстройки.

На рис. 7.2 представлена функциональная схема аппаратных средств диагностирования блока регулирования, ориентированных на совместную работу с МП К1801ВМ1А. Рассмотрим особенности работы этой схемы. Каждому модулю *ФМО1-ФМ16*, имеющему *ЛСФД*, поставлена в соответствие определенная линия *АD0-АD15* системной магистрали – разряд слова состояния блока регулирования. Это позволяет идентифицировать неисправный модуль, вызвавший прерывание.



При нарушении правильного функционирования модулей блока регулирования их ЛСФД формируют сигналы, которые выводятся на индикацию неисправности ИН каждого модуля и по резервной линии *PE31* поступают в схему формирования запроса прерывания *СФЗП* модуля диагностирования *МД*. Сигнал требования прерывания *VIRQ* = 0, формируемый *СФЗП*, информирует *МП* о готовности модуля диагностирования *МД* передать слово состояния блока регулирования. Если прерывание разрешено, то *МП* последовательно устанавливает сигналы ввода данных *DIN* = 0 и предоставления прерывания *IAKO* = 0. *СФЗП* принимает сигнал *IAKO* и запрещает его дальнейшее прохождение на вход *IAKI* следующего модуля. Затем по совпадению сигнала *DIN* и выходного сигнала *СФЗП* на резервной линии формируется сигнал *PE32* = 0, по которому слово состояния блока регулирования подается на линии *AD0-AD15* системной магистрали. *СФЗП* вырабатывает сигнал готовности *RPLY* = 0 и снимает сигнал *VIRQ*. *МП* принимает слово состояния блока регулирования и последовательно снимает сигналы *DIN* и *IAKO*. Модуль диагностирования завершает передачу слова состояния и *СФЗП* снимает сигнал *RPLY*. Время реакции на неисправность с локализацией места дефекта не превышает 50 мкс.

Функциональное диагностирование процесса обработки информации осуществляется программными средствами и основано на использовании алгоритмических методов. Эти методы предусматривают сравнение результатов вычислений, выполненных по основному и усеченному алгоритмам. Функционирование при использовании алгоритмических методов проверяется по плавности изменения параметров регулируемого процесса во времени или по диапазону изменения этих параметров. При этом по усеченному алгоритму рассчитывают экстраполированные значения параметров процесса на очередной цикл замеров и обработки информации.

Наиболее простая форма логического метода — двойной-тройной счет по одному алгоритму. Однако более эффективной с точки зрения уменьшения затрат машинного времени микроЭВМ является проверка функционирования двойным счетом по основному и упрощенному алгоритмам. Такими же достоинствами обладают и проверки функционирования обратным счетом.

Проверка функционирования по предельным значениям вычисляемых параметров также может быть реализована программными средствами. Она заключается в анализе тех условий, которые определяются физической сущностью проверяемого параметра или математическими соотношениями. Частным случаем этой проверки является анализ скорости изменения переменных.

Тестовое диагностирование – это проверка работоспособности устройства с помощью программных средств (тестов диагностирования). В процессе работы устройства тестовое диагностирование можно выполнять только периодически, используя машинное время МП-системы, свободное от выполнения основной программы (режим решения фоновой задачи). К программным средствам тестового диагностирования относятся проверяющие тесты, тесты поиска дефектов, а также подпрограммы анализа и исправления ошибок.

Проверяющие тесты предназначены для проверки работоспособности ЦЭП. На основе проверяющих тестов строятся тесты поиска дефектов, которые определяют неисправность с глубиной поиска до сменного модуля. К числу модулей, диагностируемых с помощью тестов в режиме решения фоновой задачи, относятся МП, модуль умножения, ПЗУ и ОЗУ.

Тестовое диагностирование МП предусматривает выполнение различных операций с константами и сравнение полученных результатов с эталонными значениями. Тестовое диагностирование модуля аппаратного умножения выполняется аналогично диагностированию МП при проверке операции умножения. Тестовое диагностирование модуля ПЗУ выполняется контрольным суммированием, при котором коды констант последовательно складываются и полученный результат сравнивается с эталонным. Суммирование констант рекомендуется выполнять при включении ЦЭП, периодически в процессе работы, а также при появлении систематических ошибок в вычислениях.

При тестовом диагностировании модуля ОЗУ сравнивается инверсная контрольная сумма с фактической суммой инверсий содержимого ячеек ОЗУ и требуется наибольшее машинное время МП-системы. Тест поиска дефектов в ОЗУ строится на основе записи эталонных слов в ячейки ОЗУ и их сравнении с исходными при считывании.

Применение тестового диагностирования снижает производительность МП-системы в зависимости от глубины поиска дефектов и числа диагностируемых модулей.

Алгоритм работы комплекса аппаратных и программных средств технического диагностирования модулей ЦЭП приведен на рис. 7.3.

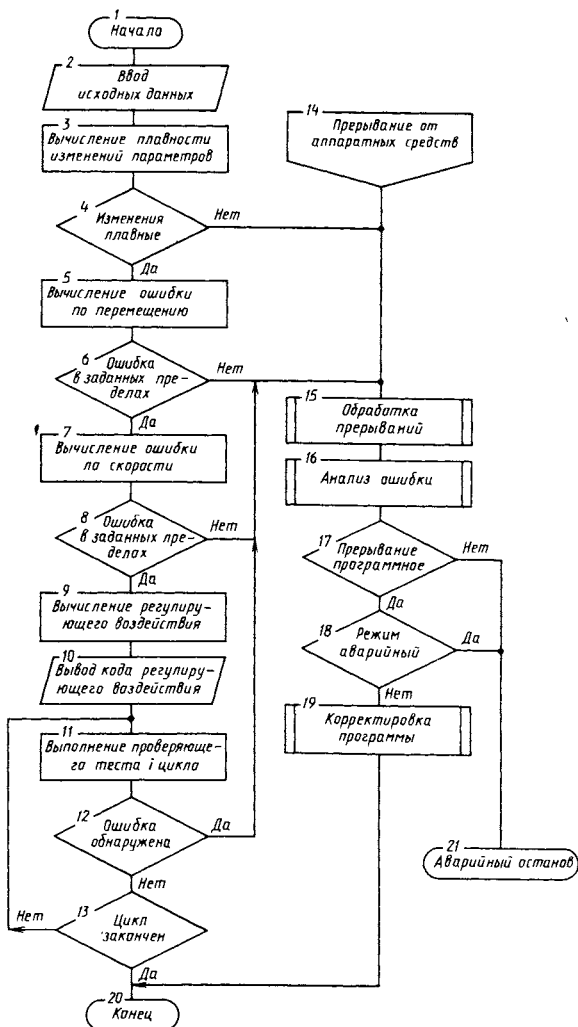


Рис. 7.3. Алгоритм работы комплекса

Появление ошибок в вычислениях, так же как и неисправность аппаратных средств, вызывает прерывание основной программы, и МП-система переходит к выполнению программы обработки прерывания. Затем включается подпрограмма анализа ошибки. Если ошибка не является следствием дефекта, то включается подпрограмма корректировки и управление передается основной программе. В противном случае на дисплей устройства ЧПУ выдается соответствующая информация, работа ЦЭП прекращается и при необходимости включается тест поиска дефекта.

Предложенная система диагностирования позволяет выявлять более 70 % неисправностей и более чем в 55 % случаев предотвратить брак детали, обрабатываемой на станке. Существенно сокращается время восстановления ЦЭП.

7.2. ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Ниже описано практическое применение методик расчета микропроцессорного ЦЭП, предложенных в данной книге, и результаты их экспериментальной проверки на физических макетах ЦЭП. Были исследованы статические характеристики, установившиеся и переходные режимы микропроцессорных ЦЭП. Для проверки чувствительности предложенных настроек к изменению параметров ЦЭП, например величины запаздывания, использовали методы математического моделирования. В ходе физических экспериментов исследовали тиристорные ЦЭП постоянного тока с двигателями серий ПБСТ и ПБВ, а также транзисторные ЦЭП с широтно-импульсными преобразователями и двигателем серии ДПУ. Наиболее полный экспериментальный материал накоплен по тиристорному ЦЭП.

Большинство экспериментальных результатов и все осциллограммы получены для микропроцессорного ЦЭП, входящего в состав наладочного комплекса (рис. 7.4). Недостаточное развитие средств комплексной наладки может явиться существенным препятствием на пути внедрения микропроцессорных ЦЭП. Разработка и внедрение технических средств и методик наладки микропроцессорных систем управления ЭП (МПС ЭП) необходима как для использования этих средств на заводе-изготовителе, так и при наладке комплексов станок-УЧПУ у

потребителя. Следует отметить, что решение проблемы наладки микропроцессорных электроприводов станков с ЧПУ в принципе облегчается тем, что большая часть необходимых наладочных средств имеется в составе МПС ЧПУ, с которой по каналу обмена связана МПС ЭП.

При необходимости автономной наладки в качестве наладочного пульта можно использовать выносной пульт устройства ЧПУ, соединяемый последовательным каналом с магистралью **МПС ЭП**. На рис. 7.4 приведена структурная схема аппаратных средств, используемых для комплексной наладки микропроцессорного тиристорного электропривода подачи. В состав испытательного комплекса входят технические средства управления приводом; тиристорный преобразователь ТП, выполненный по трехфазной мостовой схеме, высокомоментный двигатель **М** и фотоэлектрический датчик перемещения **ДП**, одноканальная цифровая **СИФУ** [81], аналого-цифровые преобразователи тока **ПТК** и положения **ППК** в код **МПС ЭП**, включающая микропроцессор **МП**, запоминающее устройство **ЗУ** и расширитель арифметики **РА**. Дополнительно в составе испыта-

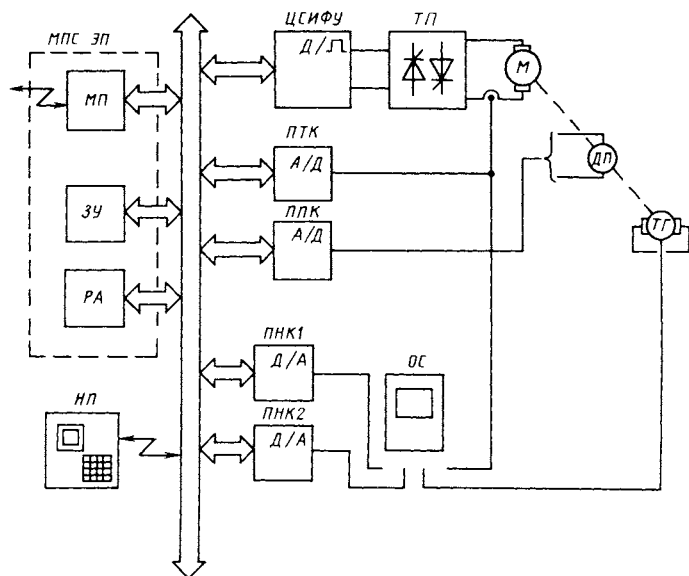


Рис. 7.4. Структурная схема аппаратных средств комплексной наладки микропроцессорного ЦЭП

тельного комплекса использовали наладочный пульт **НП** с буквенно-цифровой клавиатурой и матричным газоразрядным индикатором ИМГ1-03, два преобразователя код-напряжение **ПКН1**, **ПКН2**, двухлучевой осциллограф **ОС** и тахогенератор **ТГ**. При наладке контуров тока и скорости цифровой код задания выводится через **ПКН1** на один из входов **ОС**, а на другой вход подаются сигналы с выхода **ДП** или **ТГ**. Можно также выводить на второй вход **ОС** через **ПКН2** цифровой код тока с **ПТК** и цифровой код скорости, полученный как первая разность значений на выходе **ППК**.

Режим наладки задает оператор в процессе начального диалога нажатием клавиш на клавиатуре наладочного пульта **НП**. В ответ программа **PULT** выводит на экран видеотерминала сообщение о выбранном режиме и текст, содержащий информацию о координатах привода, по которой наладчик выбирает требуемую координату. После этого программа выводит текст, предлагая выбрать режим **I**, **V** или **S** по данной координате, что соответствует настройке контура тока, скорости или положения. Сообщение о выбранном режиме выводится на индикатор. Далее программа **PULT** представляет возможность оператору определить тип и значение управляющего воздействия. При этом на индикатор выводится требование задания подрежима и оператор задает ступенчатое, линейно нарастающее или гармоническое управляющее воздействие. Исследования выполняли для тиристорных и транзисторных электроприводов постоянного тока.

Исходные данные для расчета параметров неизменяемой части приводов следующие.

1. Электропривод с тиристорным преобразователем и двигателем ПБСТ-22. Двигатель ПБСТ-22: номинальное напряжение $V_n = 220$ В, номинальный ток двигателя $I_{я.н} = 3,6$ А, коэффициент перегрузки по току $k_{я} = 4$, номинальная скорость $\omega_{д.н} = 157$ с⁻¹, постоянная $C'_д = 1,32$ Нм/А, сопротивление якорной цепи звена ТП-Д в РПТ $R_{я} = 5,8$ Ом, момент инерции $J_д = 0,012$ кг · м², электромагнитная постоянная звена ТП-Д в РПТ $T_{я} = 0,009$ с, постоянная фазы

трансформатора $T_{\phi} = 0,0016$ с. Тиристорный преобразователь с трансформатором ТТ-6: число фаз преобразователя $m = 3$, напряжение фазы $U_{2\phi} = 170$ В, ток фазы $I_{\phi} = 8,3$ А, напряжение короткого замыкания $e_k = 0,08$, коэффициент схемы $k_m = 0,826$.

Датчик положения: число дискрет на оборот $N_{д.п} = 10\ 000$ без внутришаговой интерполяции, $N_{д.п} = 320\ 000$ с внутришаговой интерполяцией, максимальная относительная сила тока $i_{dm} = 0,66$, относительная максимальная сила тока, ограниченная перегрузочной способностью двигателя, $i_{dl} = 0,426$.

Коэффициент передачи формирователя тока

$$k'_i = i_{dm}/N'_{ym} = 3,05 \cdot 10^{-5}; \quad (7.1)$$

$$k_i = I_{\phi} i_{dm}/N'_{ym} = 1,26 \cdot 10^{-3},$$

где $N'_{ym} = (2^{15} - 1)i_{dm}$ — максимальное значение кода управления.

Такое задание N'_{ym} обеспечивает ограничение разрядности кода одним машинным словом при любой фазности преобразователя.

Код управления, обеспечивающего ограничение тока двигателя максимально допустимым по условиям перегрузочной способности значением:

$$N_{yl} = i_{de}/N'_{\epsilon m} = 13\ 957.$$

Коэффициент передачи звена компенсации по ЭДС двигателя

$$k_{\epsilon} = k_m/N'_{\epsilon m} = 3,05 \cdot 10^{-5},$$

где $N'_{\epsilon m} = (2^{15} - 1)k_m$, что также обеспечивает задание кода ЭДС одним машинным словом со знаком независимо от фазности преобразования.

Поскольку ЭДС не измеряется непосредственно, а ее код рассчитывается по значению кода скорости, то должно выполняться условие

$$N'_{\epsilon m} = k' k_{\epsilon \text{ д.с}} \omega_{\text{д.тах}} / E_m,$$

где $N'_{\epsilon m} = (2^{15} - 1) k_m$.

Нормирующий коэффициент при использовании компенсации нелинейности в РПТ $1/\cos(\arctg T_{я} \omega_0) = 3,02$.

Такие характеристики имеют макетный образец ЦЭП, на котором производили экспериментальные исследования, осциллографирование динамических режимов этого образца, сравнение моделирования и эксперимента. Результаты моделирования ЦЭП для этого варианта приведены в гл. 6 и подтверждены при проведении межведомственных испытаний.

2. Электропривод с транзисторным преобразователем и двигателем ДПУ127-220-1-30.

Технические характеристики двигателя ДПУ127-220-30: номинальное напряжение $V_n = 30$ В, номинальная сила тока двигателя $I_{я.н} = 11$ А, коэффициент перегрузки по току $k_{я} = 10$, номинальная скорость $\omega_{д.н} = 105 \text{ с}^{-1}$, постоянная $C'_д = 0,285$ Нм/А, сопротивление цепи якоря звена преобразователь-двигатель $R_{я} = 0,8$ Ом, момент инерции двигателя $J_{д} = 0,0028 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, электромагнитная постоянная звена преобразователь-двигатель $T_{я} = 0,0027$ с.

Технические характеристики преобразователя: напряжение преобразователя $U_n = 60$ В, номинальная сила тока преобразователя $I_n = 16$ А, частота переключения транзисторов $f = 2$ кГц.

Датчик положения: число дискрет на оборот $N_{д.п} = 2000$.

Расчет параметров неизменяемой части выполнен по выражениям, приведенным в гл. 2 и 5; в результате расчета получены следующие значения параметров для электропривода со звеном ТП-Д и двигателем ПБСТ-22: базовое значение

силы тока цепи якоря $I_6 = 41,3$ А, коэффициент, учитывающий коммутационное падение напряжения, $k_{dc} = 0,806$ [см. выражение (2.4)].

Если используется программа компенсации нелинейности и ЭДС двигателя, то для синтеза цифровых регуляторов используют коэффициент передачи по току k_i , постоянную $T_{\text{я}}$ и код ограничения N_{yl} , а также коэффициенты передачи датчиков. Приводы с тиристорным преобразователем исследовали при компенсации нелинейности, но без контура тока. Коэффициент передачи датчика положения $k_{\text{д.п}} = N_{\text{д.п}}/2\pi = 1592$ без внутриагровой интерполяции. Коэффициент передачи датчика скорости при формировании кода скорости как первой разности кода положения $k_{\text{д.с}} = k_{\text{д.п}} = 10,5$ при $T = 6,67 \times 10^{-3}$ с.

В приводе с транзисторным преобразователем $I_6 = 100$ А, $i_{dm} = 1$, $i_{dl} = 0,59$. Соответственно коэффициент передачи формирователя тока $k_i = 1,34 \cdot 10^{-3}$, постоянная $T_{\text{я}} = 2,7 \cdot 10^{-3}$ с, код ограничения $N_{yl} = 19\,667$.

Используется контур тока с датчиком тока, имеющим коэффициент передачи $k_{\text{д.т}} = 23,2$ дискрет/А. Коэффициенты передачи датчика положения $k_{\text{д.п}} = 318,3$, датчика скорости (при $T = 0,001$) $k_{\text{д.с}} = 0,318$ дискрет/с $^{-1}$.

Исследование регулятора тока микропроцессорного ЦЭП. Для транзисторного ЦЭП при определенных выше параметрах коэффициент передачи неизменяемой части контура тока $k_{\text{н.т}} = k_i k_{\text{д.т}} = 0,032$.

Дискретная частотная характеристика неизменяемой части

$$W_{\text{н.т}}(j\lambda) = \frac{k_{\text{н.т}}}{T_{\text{я}} j\lambda + 1} z^{-N}.$$

На практике следует брать $N \geq 1$, так как один такт эквивалентного запаздывания возникает за счет применения

фиксатора нулевого порядка при выдаче кода управления в цифроаналоговый преобразователь кода во временной интервал и благодаря применению интегрирующего АЦП в обратной связи. Используя замену (2.24), получаем ДПФ неизменяемой части для рассчитанных параметров

$$W_{н.т}(z) = \frac{k_{н.т} T}{T_{я}} \frac{z + 1}{z(2 + T/T_{я}) - (2 - T/T_{я})}. \quad (7.2)$$

Появление сомножителя $(z + 1)$ в (7.2) объясняется приближенным характером замены (2.24).

Желаемая ДЧХ для замкнутого контура тока

$$\Phi_{т}(j\lambda) = \frac{a_{01}}{j\lambda + a_{01}} z^{-N}$$

соответствует ДПФ

$$\Phi_{т}(z) = \frac{a_{01} T (z + 1) z^{-N}}{(2 + a_{01} T) z - (2 - a_{01} T)}. \quad (7.3)$$

Дискретная передаточная функция регулятора тока определяется в соответствии с выражением (2.54) и зависит от параметра настройки $a_{01} T$. Заметим, что при $a_{01} T = 2$ желаемая ДПФ соответствует процессу конечной деятельности. При $N = 2$

$$W_{р.т} = \frac{k_{н.т} (z + 1)}{2(z - 1)} + k_{р.т} \frac{R_{2т} z^2 + R_{1т} z + R_{0т}}{Q_{2т} z^2 + Q_{1т} z + Q_{0т}}, \quad (7.4)$$

причем

$$k_{р.т} = a_{01} T_{я} / k_{н.т}; \quad k_{н.т} = \frac{T}{T_{я}} \frac{1}{2 + 4a_{01} T};$$

$$Q_{2т} = 2 + a_{01} T; \quad R_{2т} = 2 + \frac{T}{T_{я}} - \frac{T}{T_{я}} \frac{2 + a_{01} T}{4 + a_{01} T};$$

$$Q_{1\tau} = 2a_{01}T; R_{1\tau} = \frac{T}{T_{\text{я}}} \frac{4a_{01}T}{2 + 4a_{01}T};$$

$$Q_{0\tau} = a_{01}T; R_{0\tau} = \frac{T}{T_{\text{я}}} \frac{a_{01}T}{2 + 4a_{01}T}.$$

Если задаться той же самой стандартной формой и применить цифровой ПИ-регулятор тока, то его ДПФ при условии компенсации постоянной $T_{\text{я}}$ имеет вид

$$W_{\text{р.т}}(z) = k_{\text{р.т}} \left(T_{\text{я}} + \frac{T}{2} \frac{z-1}{z+1} \right) = k_1 + \frac{k_2}{2} \frac{z+1}{z-1}, \quad (7.5)$$

где по-прежнему $k_1 = a_{01}T_{\text{я}}/k_{\text{н.т}}; k_2 = a_{01}T/k_{\text{н.т}}.$

При цифровом моделировании сравнивали переходные характеристики контура тока с регулятором в виде рекурсивного фильтра (РКФ) (7.4) и с цифровым ПИ-регулятором (7.5). На рис. 7.5, а приведены переходные характеристики для рекурсивного фильтра (кривые 1, 2) и для ПИ-регулятора настройкой $a_{01}T = 0,25$ (кривая 3). Ступенчатые характеристики сглажены для удобства сравнительной оценки. Для сравнения качества регуляторов исследовано влияние увеличения запаздывания на переходную характеристику. Для регулятора типа РКФ были получены переходные характеристики при $N = 1$ и равенстве фактического запаздывания $N_{\text{ф}}$ расчетному N . Они соответствуют кривым 1, 2, сдвинутым влево на один такт.

При увеличении фактического запаздывания до значения, соответствующего $N = 2$, и сохранении расчетной настройки $N = 1$ получены переходные характеристики в виде кривых 4 ($a_{01}T = 2$) и 5 ($a_{01}T = 1$), представленных на рис. 7.5, б.

При увеличении фактического запаздывания и использовании ПИ-регулятора со стандартной настройкой $a_{01}T = 0,5$ перерегулирование достигает 70 %, а время переходного про-

цесса составляет 30 тактов. Приемлемые показатели (перерегулирование 15 %, время переходного процесса 15 тактов) достигаются при уменьшении коэффициента интегральной составляющей в 4 раза (кривая 3 на рис. 7.5, а), что равносильно снижению добротности.

Таким образом применение рекурсивного фильтра в контуре тока обеспечивает улучшение его динамических характеристик. Однако рекурсивный фильтр, соответствующий регулятору с конечным временем переходного процесса при параметре настройки $a_{01}T = 2$, весьма чувствителен к изменению запаздывания. Это объясняется тем, что при такой настройке сам регулятор очень близок к границе устойчивости.

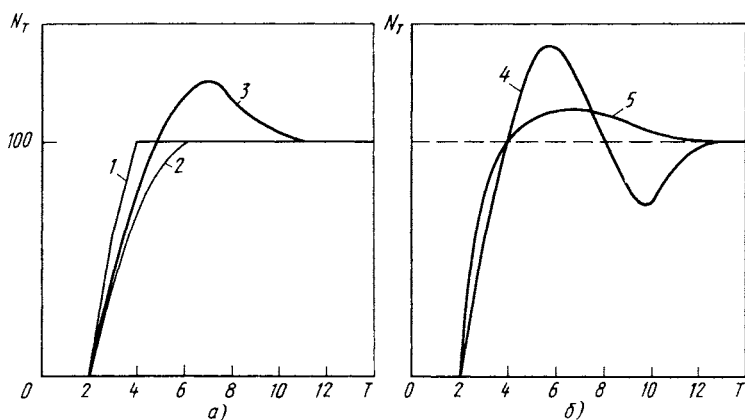


Рис. 7.5. Переходные характеристики замкнутого контура тока:

а — для РКФ- и ПИ-регулятора: 1 — регулятор типа РКФ и параметра настройки $a_{01} = 0,5$; 2 — регулятор типа РКФ и параметр настройки $a_{01}T = 1$; 3 — ПИ-регулятор при $M = 1,2$; $q = 4$; б — влияние запаздывания на переходную характеристику при РКФ-регуляторе и $a_{01}T = 0,5$; 4 — расчетное запаздывание $N = 1$, фактическое $N_{\phi} = 2$; 5 — расчетное запаздывание $N = 2$, фактическое $N = 1$

Регулирование скорости микропроцессорного ЦЭП. Как отмечено выше, в тиристорных электроприводах мощностью до 10 кВт преобразователь работает в РПТ даже при токах выше номинального. При условии компенсации нелинейности регулирование скорости в этом случае можно осуществлять и без подчиненного контура тока. Если же контур тока используется, то его параметры можно учитывать увеличением эквивалентного запаздывания. В ходе экспериментальных исследований и цифрового моделирования сравнивали результаты, которые можно получить, используя в контуре тока регуляторы типа цифровых рекурсивных фильтров и цифровые ПИ-регуляторы. Сравнивали регуляторы для тиристорного электропривода с двигателем ПБСТ и преобразователем, выполненным по трехфазной нулевой схеме.

Коэффициент передачи неизменяемой части контура скорости

$$k_{н.с} = k_{i д.с} C_{д.с} / J_{д} = 14,5.$$

При синтезе цифрового ПИ-регулятора для показателя колебательности $M = 2$ и показателя запаздывания $q = 4$ определяют частоту среза разомкнутого контура скорости $\lambda_c = 75 \text{ с}^{-1}$ при $T = 0,0067 \text{ с}$.

В режиме прерывистого тока желаемая характеристика вида (2.38) достигается применением цифрового ПИ-регулятора скорости с ДЧХ

$$W_{p.c}(j\lambda) = \frac{k_{p.c}(\tau_c j\lambda + 1)}{j\lambda},$$

где $\tau_c = 0,04 \text{ с}$; $k_{p.c} = 129,3$ определяют по кривым, приведенным на рис. 2.10 и соотношению $\tau_c = \frac{1}{\lambda_c} \frac{M}{M-1}$.

Используя выражение (2.43) при $T_{я} = 0$, получаем ДПФ регулятора скорости

$$W_{p.c} = k_1 + k_2 \frac{z-1}{z+1}, \quad (7.6)$$

где $k_1 = k_{p.c} \tau_c = 5,2$; $k_2 = k_{p.c} T/2 = 0,44$.

Параметры k_1 и k_2 связаны с параметром настройки λ_c соотношениями $k_1 = \lambda_c / k_{н.с.}$, $k_2 = \frac{\lambda_c^2 (M - 1) T}{k_{н.с.} M}$.

При синтезе компенсационного регулятора контура скорости, учитывая, что дискретная частотная характеристика неизменяемой части контура соответствует (2.55), иногда полезно использовать представление ДПФ неизменяемой части контура в виде

$$W_{н.с.}(z) = \frac{k_{н.с.} T z}{z - 1} z^{-N}.$$

Передаточная функция регулятора скорости, полученная при $N = 2$ и стандартной настройке Баттерворта по выражениям (2.56) и (2.57), имеет вид

$$W_{р.с.}(z) = \frac{k_{н.с.} T}{2} \frac{z + 1}{z - 1} + k_{р.с.} \frac{R_{2c} z^2 + R_{1c} z + R_{0c}}{Q_{2c} z^2 + Q_{1c} z + Q_{0c}}, \quad (7.7)$$

где $k_{р.с.} = 1/(k_{н.с.} T)$, а коэффициенты $k_{н.с.}$, R_{2c} , R_{1c} , R_{0c} , Q_{2c} , Q_{1c} , Q_{0c} являются функциями параметра настройки a_{02} .

Сравнительное исследование регулятора скорости типа РКФ с цифровым ПИ-регулятором, проведенное экспериментально и на цифровой модели для тиристорного ЦЭП без контура тока, показало, что в этом случае переходные характеристики практически идентичны. Рекурсивный фильтр с ДПФ (7.7) обеспечивает переходную характеристику, соответствующую настройке ПИ-регулятора при показателе колебательности $M = 1, 2$. К такому же результату приводят и численные расчеты, которые показывают, что коэффициенты РКФ быстро убывают. Это объясняется астатизмом в регуляторе скорости, благодаря которому вид переходной характеристики определяется не только расположением полюсов стандартной формы, но и значениями ее нулей.

Заметное улучшение переходной характеристики за счет

применения РКФ-регулятора достигается в ЦЭП с контуром тока. На рис. 7.6 приведены характеристики контура скорости ЦЭП с подчиненным контуром тока, полученные на цифровой модели. Из этих кривых следует, что РКФ-регуляторы чувствительны к отклонению фактического запаздывания от расчетного, особенно если фактическое запаздывание превышает расчетное.

На рис. 7.7 приведены результаты экспериментальных исследований контура скорости при обработке гармонического воздействия частотой 15 Гц с бестоковой паузой, равной одному периоду квантования (рис. 7.7, а), и при обработке скачка скорости (рис. 7.7, б) в ЦЭП без контура тока и с пропорционально-интегральным регулятором скорости. Резонансная частота контура скорости, соответствующая кривой на рис. 7.7, б, $\lambda_{p.c} = 78 \text{ с}^{-1}$, что совпадает с расчетным значением.

Равномерность движения в регулируемом ЦЭП. Равномерность движения в регулируемом режиме является одной из важных характеристик электропривода подачи станка. Для наблюдения равномерности движения в нижнем диапазоне скоростей ЭП, когда код задания скорости не превышает нескольких дискрет, необходимо иметь независимый измеритель скорости. В качестве такого измерителя использовали тахогенератор, к выходу которого был подключен двухзвенный фильтр нижних частот с собственной частотой $\omega_{c.ф} =$

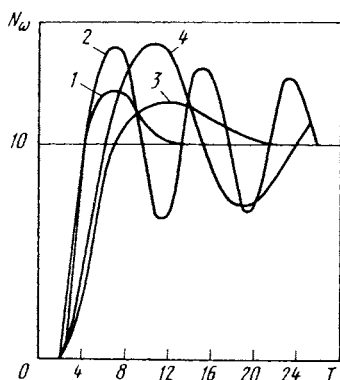


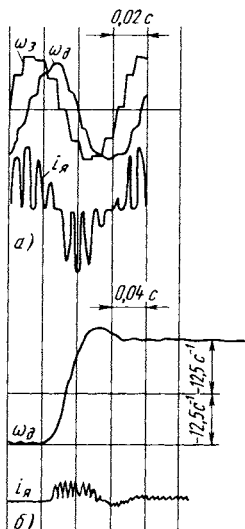
Рис. 7.6. Переходные характеристики контура скорости ЦЭП с подчиненным контуром тока и РКФ-регулятором:

- 1 — РКФ-регулятор при $a_{02} T^2 = 0,5$ и $N = N_{\phi} = 2$;
- 2 — РКФ-регулятор при $a_{02} T^2 = 0,5$, $N = 1$, $N_{\phi} = 2$;
- 3 — РКФ-регулятор при $N = 2$, $N_{\phi} = 1$; 4 — ПИ-регулятор при $M = 1,2$, $q = 4$

Рис. 7.7. Характеристики контура скорости ЦЭП с пропорционально-интегральным регулятором скорости:
 а — отработка гармонического воздействия при $f = 15$ Гц; б — отработка скачка задания с реверсом скорости

$= 314 \text{ с}^{-1}$. Назначение этого фильтра — ослабление помехи, вызванной пульсациями тока преобразователя. Равномерность движения исследовали для тиристорных приводов с двигателями ПБСТ и ПБВ. Для формирования кода скорости как первой разности кода положения использованы фотоэлектрические датчики ВЕ-51

$N_{\text{д.п}} = 10\,000$ дискрет/об при применении схемы учетверения и $N_{\text{д.п}} = 320\,000$ дискрет/об при использовании внутришаговой интерполяции. Результаты исследования равномерности движения на низких скоростях сведены в табл. 7.1, 7.2.



7.1. Равномерность движения при внутришаговой интерполяции ($N_{\text{д.п}} = 320\,000$ дискрет/об)

Заданная частота вращения					
Дискрет	мин^{-1}	Двигатель ПБСТ $m = 3$		Двигатель ПБВ $m = 6$	
		Δ_c	k_n	Δ_c	k_n
10	0.56		0.18		0.12
4	0.112	Менее	0.1	Менее	0.2
2	0.056	0.1 %	0.3	0.1 %	0.25
1	0.028		1.0		0.57

7.2. Равномерность движения
без внутришаговой интерполяции
($N_{д.п} = 10\,000$ дискрет/об)

Заданная частота вращения		Двигатель ПБСТ $m = 3$
Дискрет	мин^{-1}	k_n
2	1,79	0,16
1	0,896	0,28
0,5	0,447	0,36
0,25	0,224	0,32
0,125	0,112	0,38

На рис. 7.8 приведена осциллограмма движения тиристорного ЦЭП с заданной частотой вращения $0,056 \text{ мин}^{-1}$ и реверсом при отсутствии нагрузки. Осциллограмма наглядно иллюстрирует как высокую равномерность движения, достигаемую применением внутришаговой интерполяции в измерительном преобразователе перемещения, так и влияние момента сопротивлений на время реверса при низких скоростях. Даже наличие момента холостого хода затягивает реверс до 4 с.

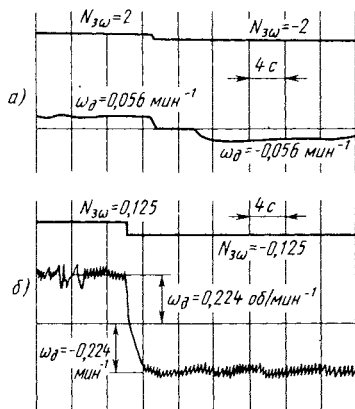


Рис. 7.8. Экспериментальные характеристики равномерности движения в тиристорном ЦЭП:

а — $N_{д.п} = 320\,000$ дискрет/об с внутришаговой интерполяцией; задана скорость, равная одной дискрете датчика за цикл; б — $N_{д.п} = 10\,000$ дискрет/об; задана скорость, соответствующая 1/8 дискреты датчика за цикл

Анализ равномерности движения в регулируемом режиме на основании экспериментальных результатов, приведенных в табл. 7.1, показывает, что диапазон регулирования $D = 10\ 000$, требуемый для ЭП подач станков с ЧПУ, может быть гарантирован при $N_{д.п} \geq 80\ 000$ дискрет/об. В отдельных случаях при хороших фильтрующих свойствах привода достаточными являются и меньшие значения. Осциллограмма, приведенная на рис. 7.8, б, соответствует $N_{д.п} = 10\ 000$ дискрет/об и заданной скорости, равной $1/8$ дискреты перемещения за цикл, т.е. дискрета задания появляется один раз за восемь циклов. Однако равномерность движения, как видно из осциллограммы, вполне удовлетворительна. Бесспорным преимуществом ЦЭП является малое значение относительной неустойчивости Δ_c (см. табл. 7.1).

Регулирование положения в микропроцессорном ЦЭП. При регулировании положения в электроприводах станков с ЧПУ необходимо обеспечить аperiodический характер переходного процесса при позиционировании рабочего органа и высокую точность слежения при воспроизведении программы в режиме контурной обработки. Последнее достигается за счет высокой добротности самого контура положения, соответствующей полюсе пропускания 5–15 Гц, и применением комбинированного управления с ведением сигналов производных заданного перемещения в закон регулирования. Аperiodический характер переходного процесса обеспечивается применением компенсационного регулятора, синтез которого проводится в соответствии с методикой, изложенной в гл. 2. Для исследуемого привода ДПФ неизменяемой части контура положения

$$W_{н.п}(z) = \frac{k_{н.п} T}{2} \frac{z + 1}{z - 1} \Phi_c(z),$$

где $\Phi_c(z)$ – ДПФ замкнутого контура скорости; $k_{н.п} = k_{д.п} / k_{д.с}$.

При формировании кода скорости как первой разности кода перемещения $k_{д.с} = k_{д.п} T$ и ДПФ неизменяемой части контура положения

$$W_{\text{н.п}}(z) = \frac{1}{2} \frac{z+1}{z-1} \Phi_c(z),$$

желаемая ДЧХ замкнутого контура положения

$$\Phi_{\text{ж}}(j\lambda) = \frac{a_{03}}{a_{23}(j\lambda)^2 + a_{13}j\lambda + a_{03}} z^{-N},$$

где a_{03} — параметр стандартной формы переходного процесса, определяющий быстродействие контура положения эквивалентной непрерывной системы a_{23} ; a_{13} — параметры, связанные с a_{03} соотношениями, определяемыми типом стандартной формы; $N = 2$.

Дискретная передаточная функция регулятора положения, определяемая выражением (2.61), с учетом сказанного примет вид

$$W_{\text{р.п}}(z) = \frac{2B_0 T^2 z^2}{A_4 z^3 + (A_3 + A_4) z^2 - (A_1 + A_0) z - A_0} \times \\ \times \Phi_c^{-1}(z),$$

где B_0 , $A_0 - A_4$ определяют по табл. 2.6.

Принимая биномиальную стандартную форму, для которой $a_{23} = 1$, $a_{13} = 2\sqrt{a_{03}}$, и задаваясь $a_{03} = 1/(3T)^2$, получим выражение для ДПФ

$$W_{\text{р.п}} = \\ = \frac{2(5,65z^2 - 7,5z + 2,85)0,11z^2}{(2,65z - 2,15)(5,44z^3 - 2,34z^2 + 0,33z - 0,11)}.$$

(7.8)

Этот рекурсивный фильтр четвертого порядка хорошо аппроксимируется нерекурсивным фильтром

$$W_{p.n}^3(z) = 0,22(0,392 - 0,033z^{-1} - 0,004z^{-2} + 0,019z^{-3} + \frac{0,018z^{-4}}{1 - 0,75z^{-1}}). \quad (7.9)$$

При исследовании контура положения микропроцессорного ЦЭП сопоставляли переходные характеристики при скачке положения микропроцессорного ЦЭП, полученные экспериментально на тиристорном приводе и на цифровой модели. В эксперименте использовали нерекурсивный фильтр с ДПФ вида (7.9), а при цифровом моделировании – РКФ-регулятор с ДПФ вида (7.8). Кривая 1 на рис. 7.9, а снята экспериментально при использовании регулятора с ДПФ (7.9), а кривая 3 на том же рисунке получена при цифровом моделировании с регулятором, имеющем ДПФ вида (7.8).

Близкое совпадение расчетных и экспериментальных характеристик показывает корректность замены РКФ-регулятора нерекурсивным фильтром. На рис. 7.9, б приведена осциллограмма отработки контуром положения гармонического воз-

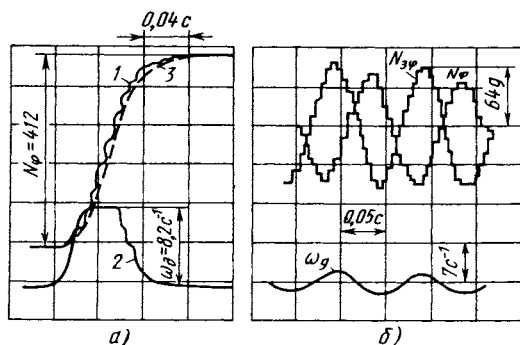


Рис. 7.9. Характеристики контура положения ЦЭП с компенсационным регулятором:

а – отработка скачка положения (эксперимент): 1 – угол поворота вала двигателя N_φ , дискрет; 2 – угловая скорость двигателя ω_φ , c^{-1} ; 3 – кривая N_φ , полученная при моделировании; б – отработка гармонического воздействия при $f = 10$ Гц (эксперимент)

действия $f = 10$ Гц. Из нее видно, что полоса пропускания контура положения с компенсационным регулятором не меньше 10 Гц, так как отношение амплитуд входного и выходного сигналов при этой частоте $N_{\varphi}/N_{3\varphi} \geq 0,7$. Она превышает более чем в 1,5 раза полосу пропускания, достигнутую в этом же приводе с пропорциональным регулятором положения, причем компенсационный регулятор обеспечивает аperiodический характер переходного процесса.

Компенсация момента статических сопротивлений. Экспериментальное исследование влияния компенсации момента сопротивлений выполнено для случая отработки гармонического задания угла поворота вала двигателя с амплитудой $\varphi_d = 0,256$ рад и частотой 0,3 Гц. Двигатель нагружен номинальным моментом. На рис. 7.10 показаны кривые изменения скорости вала двигателя без компенсации момента статического сопротивления (кривая 2) и при его компенсации (кривая 3) в соответствии с алгоритмом, приведенном на рис. 5.4. Кривая 1 соответствует изменению кода заданной скорости, кривые 4 и 5 — изменению среднего значения тока нагрузки. Компенсация момента статических сопротивлений, как видно из приведенных кривых, существенно уменьшает время застоя вала при реверсе нагруженного двигателя, а также фазовый сдвиг между заданным и фактическим значени-

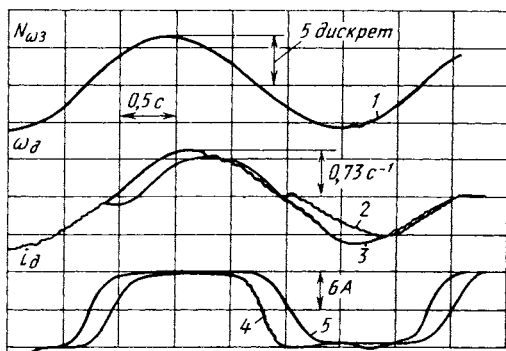


Рис. 7.10. Экспериментальные кривые, полученные при исследовании компенсации момента статических сопротивлений

ем скорости. Это является следствием того, что при использовании алгоритма компенсации обеспечивается совпадение начала изменения знака с началом реверса сигнала заданной скорости. Эффективность алгоритма компенсации должна увеличиваться при уменьшении частоты гармонического воздействия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. 746653 (СССР). Устройство для преобразования перемещение-код-фаза / В. М. Буянкин, Д. И. Вышецкий, И. С. Гутис и др. — № 2606552/18-24; Заявл. 24.04.78; Оpubл. 7.07.80. Бюл. № 25.

2. А.с. 748445 (СССР). Интерполятор для измерительных преобразователей перемещения / Г. С. Жаунеров, Я. А. Каружа, Л. И. Кулис и др. — № 2612936/18-24; Заявл. 25.04.78; Оpubл. 15.07.80, Бюл. № 26.

3. А.с. 752744 (СССР). Устройство для управления тиристорным преобразователем / В. В. Голнн, С. В. Демидов, В. А. Рыдов и др. — № 2629956/24-07; Заявл. 12.06.78; Оpubл. 30.07.80, Бюл. № 28.

4. А.с. 926703 (СССР). Преобразователь угловых перемещений в код / В. М. Буянкин, А. М. Горбань, Ю. П. Кожарский и др. — № 2693501/18-24; Заявл. 19.12.78; Оpubл. 7.05.82, Бюл. № 17.

5. А.с. 930247 (СССР). Цифровой следящий привод / А.С. Грицай, И. П. Игнатьев, Б. Г. Коровин и др. — № 2961638/18-24; Заявл. 16.07.80, Оpubл. 23.05.82, Бюл. № 19.

6. А.с. 945945 (СССР). Цифровой вентильный электропривод / С. В. Демидов, В. А. Казанский, Э. С. Мучник и др. — № 3232069/24-07; Заявл. 08.01.81; Оpubл. 23.07.82, Бюл. № 27.

7. А.с. 1035627 (СССР). Преобразователь угловых перемещений в код / В. А. Яковлев, Б. Г. Коровин,

А. М. Шарков, Ю. А. Шаталов. — № 3383200/18-24; Заявл. 12.02.82; Оpubл. 15.08.83, Бюл. № 30.

8. А.с. 1112296 (СССР). Датчик тока / Н. Г. Чикуров, В. А. Яковлев, Ш. М. Гайсин, А. И. Смирнов. — № 3490184/18-24; Заявл. 07.09.82; Оpubл. 7.09.84, 1984, № 33.

9. Басманов А. С., Широков Ю. Ф. Микропроцессоры и однокристалльные микроЭВМ: Номенклатура и функциональные возможности / Под ред. В. Г. Домрачева. М.: Энергоатомиздат, 1988. 128 с.

10. Батлер Майкл М. Усовершенствование преобразователя положения вала при помощи умножителя // Электроника, 1980. № 25. С. 66–67.

11. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами: Учеб. пособие для вузов. Л.: Энергониздат, 1982. 392 с.

12. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 576 с.

13. Богачев Ю. П. Электродвигатель регулируемого типа — высокомоментный, вентильный или асинхронный? // Оборудование с ЧПУ: Науч.-техн. реф. сб. М.: НИИмаш, 1981. Вып. 5. С. 4–6.

14. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями. Л.: Энергия, 1979. 160 с.

15. Бровко В. И. Комплекс для отладки изделий на основе однокристалльной ЭВМ K1816BE51 // Микропроцессорные средства и системы. 1987. № 6. С. 40–43.

16. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров / А.—Я. К. Марцинкявичюс, Э.—А. К. Багданскис, Р. Л. Пошюнас и др.; Под ред. А.—Я. К. Марцинкявичюса, Э.—А. К. Багданскиса. М.: Радио и связь, 1988. 224 с.

17. Виноградов Б. Н., Шахнов В. А. Распределенные микропроцессорные системы и локальные вычислительные сети

ЭВМ // Микропроцессорные средства и системы. 1984. № 4. С. 26-31.

18. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах. М.: Энергоиздат, 1981. 200 с.

19. Гальперин М. П. Одноплатные микроЭВМ и микроконтроллеры // Микропроцессорные средства и системы. 1984. № 2. С. 16-19.

20. Гельднер Г., Кубик С. Нелинейные системы управления: Пер. с нем. М.: Мир, 1987. 368.

21. Григорьев В. Л. Программирование однокристальных микропроцессоров. М.: Энергоатомиздат, 1987. 288 с.

22. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1987. 392 с.

23. Егизарян Г. А., Стафеев В. И. Магнитодiodы, магнитотранзисторы и их применение. М.: Радио и связь, 1987. 88 с.

24. Зайцев Г. Ф., Стеклов В. К. Компенсация естественных нелинейностей автоматических систем. М.: Энергоиздат, 1982. 96 с.

25. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. М.: Мир, 1984, 541 с.

26. Каган Б. М., Сташин В. В. Основы проектирования микропроцессорных устройств автоматики. М.: Энергоатомиздат, 1987. 304 с.

27. Казаринов Ю. М., Номоконов В. Н., Филиппов Ф. В. Применение микропроцессоров и микроЭВМ в радиотехнических системах: Учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. М.: Высшая школа, 1988. 207 с.

28. Ковчин С. А., Коровин Б. Г., Яковлев В. А. Синтез цифрового регулятора скорости электропривода с микропроцессорным управлением // Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод. 1982. Вып. 11 (109). С. 9-12.

29. Кордыш Л. М., Марголин Л. В., Тарасов С. Л. Опре-

деление осевой жесткости исполнительных механизмов приводов подач с шариковой передачей винт-гайка // Станки и инструмент. 1980. № 11. С. 10–13.

30. Коровин Б. Г., Рыдов В. А., Яковлев В. А. Программно-аппаратные средства и методы синтеза электроприводов с микропроцессорным управлением // В кн.: Автоматизированный электропривод; Под ред. Н. Ф. Ильинского, М. Г. Юнькова. М.: Энергоатомиздат, 1986. С. 398–404.

31. Коровин Б. Г. Синтез регуляторов тиристорного электропривода постоянного тока с микропроцессорным управлением // Изв. Ленинградского электротехн. ин-та. Автоматизация промышленных установок. 1986. Вып. 369. С. 37–42.

32. Кудинов В. А. Динамика станков. М.: Машиностроение, 1967. 359 с.

33. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. М.: Машиностроение. 1986. 447 с.

34. Лебедев А. М., Орлова Р. Т., Пальцев А. В. Следящие электроприводы станков с ЧПУ. М.: Энергоатомиздат, 1988, 223 с.

35. Левин А. И. Математическое моделирование в исследованиях и проектировании станков. М.: Машиностроение, 1978. 184 с.

36. Лю Ю-Чжен, Гибсон Г. Микропроцессоры семейства 8086/8088. Архитектура, программирование и проектирование микрокомпьютерных систем: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 512 с.

37. Маркин В. В., Миронов В. Н., Обухов С. Г. Техническая диагностика вентильных преобразователей. М.: Энергоатомиздат, 1985. 152 с.

38. Микропроцессорное управление вентильных двигателей робототехнических комплексов / Л. И. Матюхина, А. С. Михалев, С. Н. Сидорук, И. М. Чушенков // В кн.: Совершенствование электрических машин и преобразователей на базе применения микропроцессорной техники. Л.: ЛДНТП, 1988. С. 71–74.

39. Микропроцессорные системы управления электроприводами / Р. А. Кулесский, М. Ю. Бородин, З. Ш. Ишматов и др. Свердловск: СЦНТИ, 1986. 48 с.

40. Микропроцессоры: В 3-х кн. Кн. 2. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: Учеб. для втузов / В. Д. Вернер, Н. В. Воробьев, А. В. Горячев и др.; Под ред. Л. Н. Преснухина. М.: Высшая школа, 1986. 383 с.

41. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: Справочник: В 2 т. / В.-Б.Б. Абрайтис, Н. Н. Аверьянов, А. И. Белоус и др.; Под ред. В. А. Шахнова. М.: Радио и связь, 1988. Т. 1. 368 с.

42. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: Справочник: В 2т. / Н. Н. Аверьянов, А. И. Березенко, Ю. И. Борщенко и др.; Под ред. В. А. Шахнова. М.: Радио и связь, 1988. Т. 2. 368 с.

43. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления: Справочник / С. Т. Хвощ, Н. Н. Варлинский, Е. А. Попов; Под общ. ред. С. Т. Хвоща. Л.: Машиностроение, 1987. 640 с.

44. МикроЭВМ: В 8 кн., Практик. пособие / Под ред. Л. Н. Преснухина. Кн. 3. Семейство ЭВМ "Электроника К1" / А. В. Кобылинский, А. В. Горячев, Н. Г. Сабадаш, В. В. Проценко. М.: Высшая школа, 1988. 191 с.

45. Морисита И. Аппаратные средства микроЭВМ / Пер. с япон. М.: Мир, 1988. 280 с.

46. Муттер В. М. Аналого-цифровые автоматические системы. Л.: Машиностроение, 1981. 199 с.

47. Овчинников И. Е. Теория вентильных электродвигателей. Л.: Наука, 1985. 164 с.

48. Одноплатные микроконтроллеры "Электроника С5-41" / М. П. Гальперин, А. В. Гинтер, В. В. Городецкий и др. // Микропроцессорные средства и системы. 1984. № 2. С. 20-23.

49. Одноплатные микроЭВМ /В. Г. Домрачев, С. Н. Ива-

нов, А. Ф. Романов, Ю. Н. Чернышов; Под ред. В. Г. Домрачева. М.: Энергоатомиздат, 1988. 128 с.

50. Пальтов И. П. Нелинейные методы исследования автоматических систем. Л.: Энергия, 1976. 128 с.

51. Пархоменко П. П., Согомонян Е. С. Основы технической диагностики / Под ред. П. П. Пархоменко. М.: Энергия, 1981. 320 с.

52. Перельмутер В. М. Микропроцессорные системы управления электроприводами // Микропроцессорные средства и системы. 1986. № 5. С. 59–62.

53. Перспективные однокристалльные ЭВМ / М. Г. Весноватов, Г. В. Карацуба, В. В. Павлов, В. А. Старшова // Микропроцессорные средства и системы. 1987. № 2. С. 7–8.

54. Полупроводниковые БИС запоминающих устройств: Справочник / В. В. Баранов, Н. В. Бекин, А. Ю. Гордонов и др.; Под ред. А. Ю. Гордонова и Ю. Н. Дьякова. М.: Радио и связь, 1986. 360 с.

55. Практическое руководство по программированию: Пер. с англ. / Б. Мик, П. Хит, Н. Рашби и др. М. Радио и связь, 1986. 168 с.

56. Промышленные роботы для обслуживания металлорежущих станков / Е. М. Канаев, Ю. Г. Козырев, Б. И. Черпаков, В. И. Царенко. М.: Высшая школа, 1987. 62 с.

57. Путинцев Н. Д. Аппаратный контроль управляющих цифровых вычислительных машин. М.: Советское радио, 1966. 424 с.

58. Пуш В. Э., Пигерт Р., Сосонкин В. Л. Автоматические станочные системы. М.: Машиностроение, 1982. 319 с.

59. Ратмиров В. А., Чуринов И. Н., Шмутер С. Л. Повышение точности и производительности станков с программным управлением. М.: Машиностроение, 1970. 342 с.

60. Рафикузаман М. Микропроцессоры и машинное проектирование микропроцессорных систем: В 2 кн. Кн. 1. Пер. с англ. М.: Мир, 1988. 312 с.

61. Робототехника и гибкие автоматизированные производства: В 9 кн. Кн. 3. Управление робототехническими системами и гибкими автоматизированными производствами / И. М. Макаров, В. З. Рахманкулов, В. М. Назаретов и др.; Под общ. ред. И. М. Макарова. М.: Высшая школа, 1986. 159 с.

62. Робототехника и гибкие автоматизированные производства: В 9 кн. Кн. 4. Вычислительная техника в робототехнических системах и гибких автоматизированных производствах / В. З. Рахманкулов, Ж. П. Ахромеев, В. В. Герасимов и др.; Под общ. ред. И. М. Макарова. М.: Высшая школа, 1986. 144 с.

63. Рыбаков С. В., Яковлев В. А. Методы и средства технической диагностики цифрового следящего электропривода подачи // Оборудование с ЧПУ: Научн.-техн. реф. сб. М.: НИИмаш, 1983. Вып. 1. С 1-4.

64. Сабинин Ю. А., Васильев В. В., Тихомиров Э. Л. Принципы построения и технические средства реализации цифрового следящего привода подачи. Л.: ЛДНТП, 1981. 29 с.

65. Советов Б. Я., Цехановский В. В. Автоматизированное управление современным предприятием. Л.: Машиностроение, 1988. 168 с.

66. Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В. А. Елисеева и А. В. Шинявского. М.: Энергоатомиздат, 1983. 616 с.

67. Тетельбаум И. М., Шнейдер Ю. Р. Практика аналогового моделирования динамических систем: Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1987. 384 с.

68. Тихомиров Э. Л., Яковлев В. А. Цифровой привод станков с ЧПУ // Станки и инструмент. 1983. № 12. С. 18-20.

69. Тун А. Я. Системы контроля скорости электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1984. 168 с.

70. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. А. Д. Поздеева. М.: Энергоатомиздат, 1984. 352 с.

71. Ушкар М. Н. Микропроцессорные устройства в радио-электронной аппаратуре / Под ред. Б. Ф. Высоцкого. М.: Радио и связь, 1988. 128 с.

72. Файнштейн В. Г., Файнштейн Э. Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. М.: Энергоатомиздат, 1986. 239 с.

73. Фотоэлектрические преобразователи информации / Л. Н. Преснухин, В. Ф. Шаньгин, С. А. Майоров, И. В. Мескин; Под общ. ред. Л. Н. Преснухина, М.: Машиностроение, 1974. 376 с.

74. Фрер Ф., Орттенбургер Ф. Основные звенья регулируемого привода постоянного тока: Пер. с нем. М.: Энергия, 1977. 184 с.

75. Фридмен М., Ивенс Л. Проектирование систем с микрокомпьютерами: Пер. с англ. М.: Мир, 1986. 405 с.

76. Фроман Б., Лезаж Ж.-Ж. ГПС в механической обработке / Пер. с франц. Н. А. Шнуровой; Под ред. В. А. Лещенко. М.: Машиностроение, 1988. 120 с.

77. Хлыпало Е. И. Расчет и проектирование нелинейных корректирующих устройств в автоматических системах. Л.: Энергоиздат, 1982. 272 с.

78. Цифровые электромеханические системы / В. Г. Каган, Ю. Д. Бери, Б. И. Акимов и др. М.: Энергоатомиздат, 1985. 208 с.

79. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков и др. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 248 с.

80. Шелкунов Н. Н., Дианов А. П. Одноплатный 16-разрядный микроконтроллер общего назначения // Микропроцессорные средства и системы. 1987. № 1. С. 77-83.

81. Электромеханические системы управления тяжелыми металлорежущими станками / С. В. Демидов, С. А. Авдусhev, А. М. Дубников и др. Л.: Машиностроение, 1986. 236 с.

82. Эффективность применения высокомоментных двигате-

лей в станкостроении / Э. А. Королев, И. А. Волкомирский, А. М. Лебедев и др. М.: Машиностроение, 1981. 143 с.

83. Bozajevic Dusan, Garces Luis, Lee Fred C. Performance comparison of variable structure controls with PI control for D. C. motor speedregulation // IEE - IAS (Ind. Appl. Soc.) 19th Ann. Meet., Chicago, Ill., 30 Sept. - 40ct. 1984, Conf. Rec. New York, N. Y., 1984. P. 395-403.

84. Brosch Peter F. Der Trend geht zu Drehstromantrieben // Production. 1987. N 38. S. 14.

85. Carlisle Ben H. AC drives move into DC territory // Mach. Des., 1985, 57, N 10. P. 61-64.

86. Chen D. Y. Power semiconductors: fast, tough and compact // IEE spectrum. 1987. Vol. 24, N 9. P. 30-35.

87. Dawn Tom. SSD and the all-singing all-dancing drive // Elec. Rev. (Gt. Brit.), 1987. 220, N 19. P. 23-24.

88. De Haas Manfred. Tendenzen in der Antriebstechnik // Eleck. Masch., 1985. 64. N 12. P. 419-421.

89. Dynamische Gleich - und Drehstromvorschubantriebe // Antriebstechnik. 1986. 25. N 1. P. 22.

90. Fol Ladislav, Valouch Victor. Diagnostika poruch stridaveho pohonu se stridacem napeti // Elektrotechn. obz. 1988. 77. N 1. P. 28-34.

91. Milanovic M., Steinbach A. Digital Control of SCR DC-Motors. - 5 th Power Electronics Conference Budapest 85, 21-25th. October, 1985. Vol. 4. P. 285-295.

92. Multimicroprocessor - based Control System for Quick Response Induction Motor Drive / F. Harashima, S. Kondo, K. Ohnishi and oth. // IEEE Transactions on Industry Applications. 1985. Vol. IA-21. N 4. P. 602-609.

93. Nowacki Zbigniew. Uklady napedowe pradu statego sterowane mikroprocesorami // Rozpr. elektrotechn. 1985, 31. N 1. P. 99-113.

94. Ohnishi Kouhei, Veda Youzou, Miyachi Kunio. Model reference adaptive system against rotor resistance varia-

tion in induction motor drive // IEEE Trans. Ind. Electron. 1986. 33. N 3. P. 217-233.

95. Pytel Jan. Cyfrowe zabezpieczenie przeciążeniowe silników elektrycznych // Pr. nauk. Inst. energoelek. PWroc. 1986. N 70. P. 73-86.

96. 16-Bit für Dreh- und Gleichstrommotoren // Masch. und Werkzeug. 1985. 86. N 20. S. 46-47, 50.

97. Schulze Manfred. Ergänzung nicht Verdrängung Entwicklungsstand und Tendenzen des Steuers und Regels in der Elektromotorentechnologie // Maschinenmarkt, 1986. 92. N 46. S. 63-64. 67-68.

98. Servo-und Spindelantriebe mit Drehstrom-Asynchronmotoren // Maschine. 1986. 40. N 4. S. 83-84.

99. Tendenz zu burstenlosen Antrieben // Ind. - Anz. 1985. 107. N 94. S. 70-71.

100. Weißberger J. Hauptspindel - Antriebe in Drehtromtechnik. Werkstatt und Betrieb, 1986, Bd 119, N 5. S. 391-393.

101. Ye Guohong. Europa und Japan-geteilte Philosophie // Und. - Anz, 1987. 109. N 91. S. 59-60, 62.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	3
Глава 1. Системы управления электроприводами станков с ЧПУ.....	5
1.1. Электроприводы станков с ЧПУ в гибкой производственной системе и требования к ним.....	5
1.2. Современное состояние и тенденции развития электроприводов с микропроцессорным управлением.....	13
1.3. Структуры электроприводов с микропроцессорным управлением.....	21
1.4. Принципы построения устройств измерения переменных состояния в электроприводах.....	37
Глава 2. Математическое описание и синтез регуляторов микропроцессорных электроприводов станков с ЧПУ.....	60
2.1. Компенсация нелинейностей в микропроцессорных электроприводах станков.....	60
2.2. Динамические модели неизменяемой части электропривода.....	74
2.3. Синтез цифровых регуляторов электроприводов.....	89
Глава 3. Микропроцессорные специализированные вычислительные устройства для управления электроприводами.....	111
3.1. Общие вопросы проектирования МП-системы управления электроприводами.....	111
3.2. Модули управления на основе 8-разрядного МП-комплекта серии K1821.....	116
	317

3.3. Модули управления на основе 8-разрядных однокристальных микроЭВМ серии К1816.....	126
3.4. Модули управления на основе 16-разрядного МП-комплекта серии К1810.....	138
3.5. Модули управления на основе 16-разрядного МП-комплекта серий К1801 и К1809.....	159
Глава 4. Преобразователи перемещение-код цифровых электроприводов.....	168
4.1. Математическое описание следящих преоб- разователей перемещение-код.....	168
4.2. Синтез корректирующих звеньев преобразова- телей перемещение-код.....	176
4.3. Исследование динамической точности преоб- разователей перемещение-код.....	187
4.4. Практическая реализация преобразователей перемещение-код.....	197
Глава 5. Математическое обеспечение микропроцес- сорных систем управления электроприводами.....	206
5.1. Организация и инструментальные средства разработки программного обеспечения.....	206
5.2. Алгоритмы цифрового регулирования.....	210
5.3. Программное обеспечение микропроцессорной системы управления тиристорным электроприводом	219
Глава 6. Исследования микропроцессорного электро- привода на ЭВМ.....	230
6.1. Особенности объекта управления.....	230
6.2. Исследование регулируемого по скорости транзисторного ЦЭП с релейным контуром тока....	237
6.3. Исследование регулируемого по скорости ти- ристорного ЦЭП с линейной и нелинейной кор- рекциями.....	254

6.4. Исследование динамических ошибок и точности позиционирования регулируемого по положению тиристорного ЦЭП.....	272
Глава 7. Экспериментальные исследования и диагностика электроприводов с микропроцессорным управлением.....	283
7.1. Повышение надежности и средства диагностирования электроприводов.....	283
7.2. Исследование микропроцессорных электроприводов.....	289
Список литературы.....	307

ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ИЗДАНИЕ

Тихомиров Эдуард Львович, Васильев Виктор Васильевич,
Коровин Борис Германович, Яковлев Владимир Анатольевич

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ СТАНКОВ С ЧПУ

Редактор *Н. П. Гурвич*
Переплет художника *Л. С. Венедиктова*
Художественный редактор *С. Н. Голубев*
Технический редактор *Л. В. Данилова*
Корректоры *С. Ю. Агафонова, Л. И. Сажина*

ИБ № 6025

Сдано в набор 13.07.89.	Подписано в печать 27.11.90.
Формат 84×108 1/32. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная.	
Усл.печ.л. 16,8.	Усл.кр.-отт. 16,91.
Тираж 8 000 экз.	Уч.-изд.л. 15,4.
	Заказ 1153
	Цена 5 р.

Ордена Трудового Красного Знамени
издательство "Машиностроение",
107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Отпечатано в московской типографии № 6
при Государственном комитете СССР по печати,
109088, Москва, Ж-88, Южнопортовая ул., 24
с оригинала-макета, изготовленного
в издательстве "Машиностроение"
на персональных ЭВМ по программе "Астра-Н",
разработанной НИИЦЭВТ