

АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ МИКРО- ЭЛЕКТРОНИКИ

Под редакцией
проф. А. А. Сазонова

Допущено
Государственным комитетом СССР
по народному образованию
в качестве учебного пособия
для студентов приборостроительных
специальностей вузов



Москва
«Высшая школа»
1991

ББК 32.965

A22

УДК 681.5

**А. А. Сазонов, Р. В. Корнилов, Н. П. Кохан, А. Ю. Лукичев,
В. И. Осокин, В. А. Таран, В. А. Федукин**

Рецензенты:

кафедра автоматизированных систем управления технологическими процессами Московского инженерно-физического института (зав. кафедрой — д-р техн. наук, проф. А. Д. Модяев); д-р техн. наук Н. В. Гревцев (Научно-исследовательский институт точного машиностроения)

А 2402000000(4309000000)—259 164—91
001(01)—91

ISBN 5-06-000731-6

© Коллектив авторов, 1991

Предисловие

Для развития производства изделий электронной техники требуются автоматизированные комплексы технологического оборудования микроэлектроники, что вызывает необходимость значительно повысить уровень знаний студентов. Однако в настоящее время отсутствуют учебные пособия по автоматизации технологического оборудования микроэлектроники, а материалы периодической печати носят разрозненный характер. В связи с этим представляется целесообразным систематизировать и обобщить в отдельном учебном пособии материалы по вопросам автоматизации технологических процессов микроэлектроники.

Настоящая книга является первой попыткой создания такого учебного пособия, она написана в соответствии с программами ряда дисциплин, таких, как «Моделирование технологических процессов микроэлектроники», «Проектирование систем управления технологическим оборудованием микроэлектроники» и др., читаемых студентам ряда вузов.

В данном учебном пособии авторы сочли целесообразным отразить такие вопросы, как основы технологии сверхбольших интегральных схем, разработка моделей технологического оборудования микроэлектроники, проектирование информационно-измерительных систем на основе микропроцессоров и микроЭВМ, разработка алгоритмов управления, выбор управляющих и исполнительных устройств; построение систем управления основными технологическими процессами микроэлектроники. Материал, изложенный в книге, может быть использован и при изучении вопросов автоматизации другого технологического оборудования.

Книга написана коллективом преподавателей кафедры систем автоматического управления и контроля Московского института электронной техники. В ней обобщен многолетний опыт работы авторов в области автоматизации технологических процессов микроэлектроники, а также материалы печати.

Материал между авторами распределен следующим образом: А. А. Сазонов — предисловие, введение, § 1.1, 4.1, 5.1, 8.3, глава 7, § 2.1 (совместно с В. А. Тараном), глава 9 (совместно с В. И. Осокиным); Р. В. Корнилов — глава 1 (кроме § 1.1); И. П. Кохан — § 4.4, глава 6 (кроме § 6.1), глава 8 (кроме § 8.3); А. Ю. Лукичев — § 4.2, 4.3, 6.1; В. И. Осокин — глава 3; В. А. Таран — § 2.2, 2.3, 2.4; В. А. Федуккин — глава 5 (кроме § 5.1).

Авторы благодарны инж. В. А. Козловой за помощь в подготовке и оформлении рукописи. Замечания и пожелания, касающиеся книги, можно направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

Введение

Перед отечественным машиностроением стоит задача — создать в кратчайшие сроки новую прогрессивную технику, насыщенную электронными системами, в том числе системами управления. В настоящее время невозможно решить задачу автоматизации производства без применения микроэлектроники. Микроэлектроника как новое научно-техническое направление решает проблему создания высоконадежной, экономической и миниатюрной радиоэлектронной аппаратуры, вычислительной техники и систем автоматизации при широком наборе выполняемых функций и большом объеме перерабатываемой информации.

В 70-е годы родилась новая, микропроцессорная, технология, и в настоящее время автоматизация оборудования ведется на основе последних достижений микропроцессорной техники. Широкая номенклатура выпускаемых микропроцессоров, их многофункциональность и быстродействие позволяют успешно решать задачи автоматизации сложного технологического оборудования с многоуровневым управлением в рамках гибких автоматизированных производств. Встроенные в оборудование микропроцессорные системы придают ему принципиально новое качество — «интеллектуальность». Таким образом, успехи автоматизации технологического оборудования, станков и машин во многом зависят от развития микроэлектроники.

Микроэлектроника является одной из наиболее динамичных отраслей промышленности, что подтверждается ежегодным удвоением степени интеграции интегральных микросхем (ИМС) и значительной сменяемостью номенклатуры выпускаемых изделий. Перспективы развития микроэлектроники оценивают возможностями технологии, приняв за критерий размер элемента, который позволяют получить процессы литографии. Для МДП-схем тенденцию развития можно характеризовать рядом: 1980 г. — 1 мкм; 1990 г. — 0,7 мкм; 2000 г. — 0,25 мкм; 2010 г. — 0,01 мкм. Переход в область сотых долей микрометра означает появление микросхем, использующих квантовые эффекты.

Тенденция развития интеграции схем памяти характеризуется следующим образом:

Годы	1970	1980	1990	2000
Объем памяти	1 Кбит	64 Кбит	4 Мбит	64 Мбит
Количество элементов в одном кристалле . .	10^3	10^5	10^7	10^8

Чтобы выполнить это, технологическое оборудование микроэлектроники должно базироваться на новейших достижениях многих направлений науки и техники (лазерной, рентгеновской и другой техники), быть прецизионным, высокопроизводительным и автоматизированным. Следовательно, для быстрого развития технологии СБИС, а также для повышения процента выхода годных ИМС требуется при создании технологического оборудования микроэлектроники решение ряда задач. Первая задача состоит в повышении гибкости технологического оборудования путем внедрения в системы управления оборудованием средств вычислительной техники, создания гибких автоматизированных участков, цехов, производств. Вторая задача — в повышении выхода годных ИМС путем уменьшения попаданий загрязняющих частиц на обрабатываемые пластины при их транспортировании между операциями в вакуумированных или газонаполненных транспортных системах. Третья задача — уменьшение сроков разработки технологического оборудования путем унификации технических решений (например, путем широкого применения модульного принципа конструирования оборудования), широкого внедрения САПР технологического оборудования, в том числе и систем управления.

Решению одной из основных технических задач — ускорению разработки и внедрения в производство автоматизированного технологического оборудования — будет способствовать данное учебное пособие, назначением которого является повышение качества подготовки инженеров в области автоматизации технологического оборудования микроэлектроники.

ГЛАВА 1

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВА В МИКРОЭЛЕКТРОНИКЕ

§ 1.1. Тенденции автоматизации производства интегральных микросхем

Основой эффективного развития микроэлектроники служит специальное машиностроение, история которого насчитывает около четверти века. Анализируя опыт предприятий отрасли, можно выделить следующие этапы развития:

1. Разработка оборудования для основных технологических процессов микроэлектроники.
2. Создание линий и комплектов оборудования для оснащения опытных и полупромышленных участков.
3. Создание комплексов оборудования для различных технологий.
4. Разработка автоматизированных и автоматических поточных линий как для отдельных стадий производства, так и для выпуска определенного типа изделий.
5. Создание гибких автоматизированных производств изделий микроэлектроники.

На каждом из этапов разработки и совершенствования оборудования решались различные проблемы, общим же направлением развития было обеспечение высокого качества изделий, повышение объема выпуска, снижение трудоемкости и повышение общей экономической эффективности непрерывно обновляемых производств. Эта стратегия машиностроения и обеспечила высокие темпы развития отрасли в целом.

Этапы 1-й и 2-й соответствовали опытному и серийному производству интегральных схем малой (МИС) и средней степени интеграции (СИС). Основные задачи автоматизации на этих этапах заключались в разработке:

- технических средств получения информации о качестве выполнения операций, режимах работы оборудования, составе среды в рабочем объеме и т. п.;

- исполнительных устройств, обеспечивающих необходимое изменение рабочих и вспомогательных процессов в оборудовании;

- локальных систем: управления рабочим циклом оборудования, стабилизацией режимов, аварийной защиты, пуска и останова оборудования.

Этапы 3-й и 4-й характеризуются:

- переходом от серийного производства к массовому и от схем со средней степенью интеграции к большим интегральным схемам (БИС);

- оснащением предприятий комплексами оборудования, рассчитанными на заданный объем выпуска изделий на основе базовых технологий;

- созданием транспортных систем, автоматизированных складов, автоматов для перегрузки полупроводниковых пластин.

Задачи автоматизации на этих этапах расширились и включили в себя:

- координированное управление загрузкой оборудования на различных стадиях технологического процесса;

- оптимизацию режимов работы групп оборудования и поточных линий для достижения высокого качества изделий;

- управление транспортными системами и накопителями для хранения пластин;

- диспетчеризацию производства, т. е. оперативно календарное планирование, обеспечение ресурсами различного назначения, машинное формирование документов на изделия;

- автоматическую диагностику оборудования и технических средств систем управления.

Основными техническими средствами управления на этой стадии развития стали мини- и микроЭВМ, микропроцессорные наборы, позволяющие создавать встроенные в технологическое оборудование системы управления и контроля.

В настоящее время микроэлектроника выходит на новый этап развития - создание сверхбольших интегральных схем (СБИС). Уже переход от СИС к БИС привел к резкому увеличению номенклатуры выпускаемых схем и частоты смены их в производстве при непрерывном росте общего объема выпуска.

Этап 5-й --- новая организация производства интегральных схем в целом, которая получает свое воплощение в виде гибких автоматизированных производств (ГАП) согласно ГОСТ 26228—84 «Системы производственные гибкие. Термины и определения»:

ГАП представляет собой гибкую производственную систему, состоящую из одного или нескольких гибких производственных комплексов (ГПК), объединенных автоматизированной системой управления производством и транспортно-складской автоматизированной системой, и осуществляющую автоматизированный переход на изготовление новых изделий при помощи АСНИ, САПР и АСТПП.

В соответствии с определением ГАП можно представить структурной схемой (рис. 1.1). На рисунке обозначены:

АСУП — автоматизированная система управления предприятием, которая предназначена для определения объема и номенклатуры выпуска изделий в соответствии с государственным планом и другими директивными указаниями;

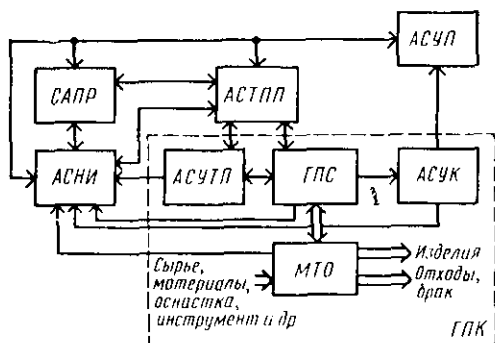


Рис. 1.1. Структурная схема ГАИ

АСТПП — автоматизированная система технологической подготовки производства, обеспечивающая разработку необходимой технологической документации, оснастки, инструмента, определение количества и видов вспомогательных материалов;

АСУ ТП - автоматизированная система управления технологическим процессом, реализующая выполнение ре-

живов работы оборудования, координацию работы гибких производственных систем (ГПС), входящих в ГПК;

АСУК — автоматизированная система управления качеством, обеспечивающая контроль качества изделия на различных стадиях его изготовления, проведение испытаний и выработку рекомендаций, направленных на повышение качества изделий;

АСНИ — автоматизированная система научных исследований, с помощью которой решаются вопросы повышения эффективности производства в целом, разработки, испытания и внедрения новых технологических процессов, организации производства и т. п.;

САПР — система автоматизированного проектирования изделий, позволяющая повысить производительность и качество труда инженеров-разработчиков, сократить время, затрачиваемое на создание новых изделий;

МТО — материально-техническое обеспечение, в задачи которого входят снабжение полуфабрикатами, комплектующими изделиями, оснасткой, инструментом, удаление и регенерация отходов, что необходимо в любом производстве.

ГПС — гибкая производственная система — совокупность технологического оборудования и систем обеспечения его функционирования в автоматическом режиме, обладающая свойством автоматизированной переналадки.

АСУ ТП, ГПС, АСУК, МТО могут объединяться в гибкие производственные комплексы ГПК, как это показано на рис. 1.1, где двойными линиями показан материальный поток, одиночными — потоки информации. Естественно, что в состав ГАП может входить несколько различных ГПК.

Задачи автоматизации ГАП отражены в названиях подсистем. Методология проектирования ГАП основывается на понятии интегральной системы управления, в которой объединены вычислительные средства для решения всех задач, перечисленных выше. Одним

из основных свойств системы является ее *целостность*, которая для ГАП может быть определена:

единством цели функционирования — все подсистемы предназначены для выпуска определенного класса изделий;

организационно-технологической структурой, определяющей взаимодействие подсистем во времени и пространстве;

согласованностью информационного обеспечения, которое должно отображать особенности материальных потоков в ГПК и документооборот во всей системе;

единством базы данных, призванной обслуживать все подсистемы ГАП;

совместимостью технических и математических средств системы, позволяющей эффективно использовать имеющиеся ресурсы при решении различных задач.

Вторым понятием в концепции ГАП является *гибкость*. Гибкость характеризуют:

размером семейства изделий, которые могут быть изготовлены; скоростью перестройки при переходе с одного вида изделия на другое.

В микроэлектронике семейство изделий, которое может изготовить ГПК, определено базовой технологией изготовления транзисторной структуры. Эта технология модифицируется при подготовке к выпуску конкретной схемы.

Скорость перестройки ГПК зависит от времени, затраченного на разработку конкретной схемы, выпуска и оформления документации, изготовления шаблонов и другой специальной оснастки и инструмента.

В настоящее время в производстве освоена и широко используется технология матричных БИС, которая соответствует концепции гибкого производства. Примером системы изготовления микросхем по заказу служит линия QTAT (Quick Turn Around Time), для которой характерна малая длительность цикла изготовления. Используется она фирмой «ИВМ» на заводе в Ист-Финкиле.

Основное назначение системы — сократить время разработки и выпуска новых ИМС частного применения. В системе применяется индивидуальный метод обработки пластин — получение разводки на пластинах с транзисторными структурами.

В состав линии QTAT входят восемь гибких производственных систем, выполняющих электронно-лучевую литографию, т. е. нанесение электронного резиста, экспонирование, снятие резиста и травление. Диэлектрические и металлические слои наносятся плазмовакuumными методами, а травление производится химическими методами и методами ионного травления.

В состав одной ГПС входят три установки электронно-лучевого экспонирования. Обработка пластин в пределах ГПС индивидуальная, транспортируются они на воздушной подушке, адреса передачи устанавливаются ЭВМ. Каждая пластина имеет номер, нанесен-

ный лазерным лучом. Номер считывается автоматически при поступлении на пластины на обработку.

Транспортная система, обеспечивающая передачу пластин между ГПС, имеет накопители длительного хранения, которые обеспечивают работу линии при отказах отдельных единиц оборудования и для расшивки узких мест. Пластины хранятся в герметизированных кассетах по 25 шт. в защитной среде. Производство управляется сетью ЭВМ, организованных в виде иерархической системы.

В системе на верхнем уровне используется ЭВМ IBM S/370, на остальных — IBM S-7, модель 3270. Установки, применяемые в ГПС, оснащены микропроцессорными системами. Обмен информацией с операторами, технологами осуществляется с помощью терминальных устройств, оснащенных дисплеями. Терминалы позволяют с любого места получать доступ к необходимой информации независимо от того, в памяти какой из машин она хранится. Применение этой системы позволило сократить цикл изготовления схемы по заказу с 30—40 до 10 дней. Хотя внедрение ГПС в производство ИМС делает первые шаги, полученные результаты говорят о высокой эффективности этих систем.

§ 1.2. Основы технологии СБИС

Степень интеграции зависит от уменьшения элементов микросхем и увеличения количества схем, изготовленных на одном кристалле. Этот процесс включает в себя совершенствование: схемотехнических решений, конструкций (конфигурацию полупроводниковой структуры на подложке), размещение структур и формирование соединений между ними, технологии получения элементов и электрической разводки.

По мере развития микроэлектроники роль различных факторов изменялась. Так, с 1959 по 1975 г. степень интеграции возросла в 64 000 раз. При этом размеры кристаллов возросли в 20 раз, плотность размещения элементов — в 32 раза. Изменение схемотехнических решений позволило повысить количество элементов на кристалле в 100 раз. Повышение степени интеграции в четыре раза происходит в настоящее время за 3—4 года, при этом возможности схемотехнических решений почти исчерпаны и дальнейший прогресс идет благодаря минимизации размеров элементов и изолирующих областей между ними, уменьшения площади, занимаемой разводкой и контактными площадками. Считается, что размеры приборов могут уменьшаться до тех пор, пока не будут достигнуты минимальные линейные размеры, ограниченные физическими эффектами, положенными в основу работы микросхем, или возможностями получения требуемых размеров и допусков, определяемых технологическими приемами и характеристиками оборудования.

Факторы, определяющие предельные размеры интегральных схем, связанные с физическими ограничениями, приведены в табл. 1.1. Для выбора уровня интеграции, способа реализации микросхемы и технологии ее изготовления необходимо определить совокупность показателей, характеризующих эффективность принимаемых технических решений. При выборе показателей различают схемы с высокой нагрузочной способностью, которые потребляют энергию только в момент переключения, и низкой, работа которых в основном определяется статической мощностью. В качестве основных показателей микросхем обычно рассматриваются:

Таблица 1.1. Предельные размеры микроэлектронных приборов

Прибор	Принципиальное ограничение предельных размеров	Минимальные размеры, нм	Число атомов
МДП-транзистор	Длина канала, определяемая пробивным напряжением	$2,5 \cdot 10^2$	1000
Биполярные транзисторы	Толщина базы и концентрация легирующих примесей в базе	$2,5 \cdot 10^2$	1000
Память на магнитных доменах	Диаметр домена, определяемый его энергетикой	50	200
Линии задержки на поверхностно-акустических волнах (ПАВ)	Поверхностная длина волны, определяемая ослаблением в поверхностной пленке	$2,5 \cdot 10^2$	1000
Электромагнитные волноводы	Длина волны, определяемая энергией фотона	$4 \cdot 10^2$	1000
Приборы с зарядовой связью (ПЗС)	Число электронов в зарядовом пакете, определяемое пробивным напряжением и статистическим разбросом	100	300

быстродействие τ_n , характеризующее временем задержки, приходящимся на один вентиль, с;

мощность рассеяния P_n , приходящуюся на вентиль, состоящую из статической мощности и мощности переходного процесса, мВт;

энергия переключения $E_n = \tau_n P_n$, пДж;

площадь, занимаемая элементом, S_n , мкм².

Пользуясь этими показателями, можно оценить количество элементов (вентилей) N_n . Для схем с низкой нагрузочной способностью при допустимой мощности рассеивания на корпус 2 Вт это количество составляет $N_n \leq 2P_n^{-1}$. Для схем с высокой нагрузочной способностью $N_n \leq (fE_n)^{-1}$, где f — средняя тактовая частота переключений.

В микроэлектронике распространены две группы технологий: биполярная и МДП-технология (металл — диэлектрик — полупроводник).

В табл. 1.2 и 1.3 сопоставлены некоторые варианты реализации этих технологий, перспективных для разработки СБИС.

Из сопоставления табл. 1.2 и 1.3 можно сделать вывод о перспективности МДП-технологий при организации выпуска СБИС. Если к тому же учесть, что в ряде случаев МДП-технология проще, чем биполярная, и имеет меньше операций, особенно высокотемпературных, то этот вывод станет еще более обоснованным. Рассмотрим упрощенные структурно-технологические схемы базовых p -каналь-

Таблица 1.2. Характеристики биполярных технологий

Технология	Типичные параметры			
	$\tau_{\text{в}}, \text{нс}$	$\overline{P}_{\text{в}}, \text{мВт}$	$\overline{I}_{\text{п}}, \text{нДж}$	$S_{\text{э}}, \text{мкм}^2$
ТТЛ Шотки	3	20	60	10^4
Маломощные ТТЛ Шотки	6	2	12	10^4
ЭСЛ	0,5—2	10—50	20	$(2-4) \cdot 10^4$
И ² Л	>5	<0,2	<1	300

ной, n -канальной и комплементарной (КМДП) технологий. Базовая технология определяет тип и конструкцию транзистора, на основе которой разрабатывается интегральная схема. Проектирование схем определит расположение активных и пассивных элементов и соединений между ними, реализующих необходимый алгоритм функционирования. Конкретная реализация существенно зависит от ограничений, которые определены свойствами материала и характеристиками технологии. Состав и последовательность операций базовых МДП-технологий приведены на рис. 1.2, 1.3, 1.4 в виде структурно-технологических схем.

Таблица 1.3. Характеристики МДП-технологий

Технология	Типичные параметры			
	$\tau_{\text{в}}, \text{нс}$	$\overline{P}_{\text{в}}, \text{мВт}$	$F_{\text{п}}, \text{нДж}$	$S_{\text{э}}, \text{мкм}^2$
p -МДП	10	1	10	300
n -МДП	5	1	5	300
К МДП	5	0,01	1	500

Ключевыми операциями МДП-технологий, обеспечивающими повышение интеграции, являются литография и ионная имплантация. Методы литографии определяют ширину линий топологии микросхемы и тем самым минимальные размеры элементов, которых можно достигнуть данными приемами.

Полупроводник легируется для того, чтобы создать локальные области с различными типами и концентрацией примесей. Такие операции позволяют формировать элементы транзисторных струк-

тур (исток, сток, затвор), пассивные элементы схем и скрытые в материале соединения или изолирующие области. Перспективный метод решения этих задач — ионная имплантация. Установки ионной имплантации позволяют обеспечить воспроизводимость и однородность легирования около $\pm 3\%$ при комнатной температуре под-

Рис. 1.2. Структурно-технологическая схема p -канальной МДП-технологии:

1 — оксидирование Si p -типа; 2 — литография окон под истоки, стоки, диффузионные шины; 3 — ионная имплантация p -типа истоков и стоков; 4 — оксидирование и «разгонка» примесей; 5 — литография затвора; 6 — травление области затвора и «разгонка» в областях истока и стока; 7 — литография окон под контакты истоков, стоков и диффузионных шин; 8 — нанесение пленки Al; 9 — литография разводки; 10 — пассивация фосфорсодержащим стеклом (ФСС); 11 — литография окон под контактные площадки; 12 — вскрытие окон контактных площадок

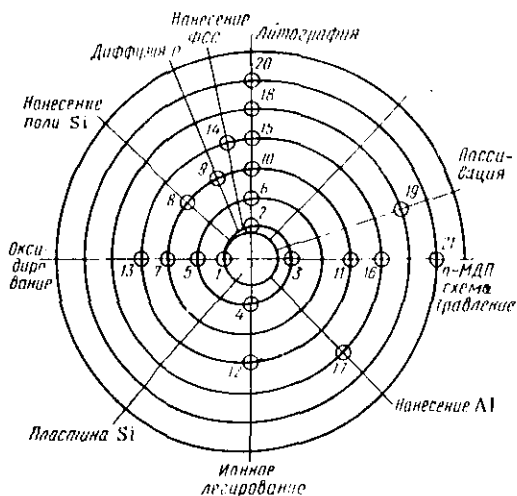
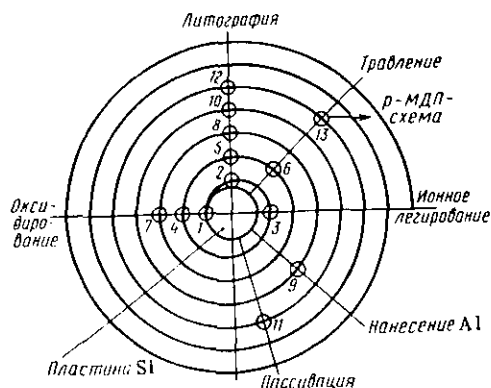


Рис. 1.3. Структурно-технологическая схема n -канальной МДП-технологии:

1 — оксидирование Si p -типа; 2 — литография областей транзисторов; 3 — травление поверхности (кроме области транзисторов); 4 — ионное легирование бором; 5 — оксидирование; 6 — литография окон под транзисторы и диффузионные шины; 7 — оксидирование области затворов; 8 — нанесение поликремния; 9 — диффузия фосфора в поликремний; 10 — литография затворов и диффузионных шин; 11 — травление областей затворов и диффузионных шин; 12 — ионное легирование фосфором областей истоков и стоков; 13 — оксидирование и «разгонка»; 14 — нанесение фосфорсодержащего стекла (ФСС) или SiO_2 ; 15 — литография окон под контакты к истокам, стокам, затворам и диффузионным шинам; 16 — травление; 17 — нанесение пленки алюминия; 18 — литография разводки; 19 — пассивация; 20 — литография под контактные площадки; 21 — вскрытие окон контактных площадок

ложки и регулировать глубину проникновения примеси 0,1—0,5 мкм.

Все технологические операции, указанные на рис. 1.2, 1.3, 1.4, требуют строгого соблюдения режимов, что определяет выбор технологического оборудования и систем управления им.

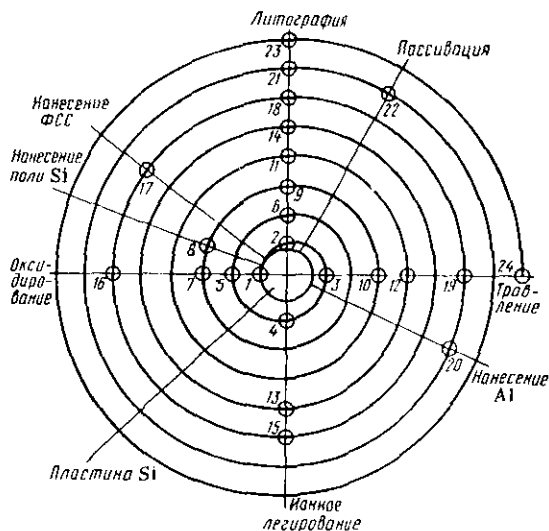


Рис. 1.4. Структурно-технологическая схема КМДП-технологии:

1 — оксидирование Si p-типа; 2 — литография окон под диффузию p-типа, областей истоков транзисторов; 3 — травление; 4 — ионное легирование бором; 5 — оксидирование и «разгонка»; 6 — литография под n-канальные транзисторы, диффузионные шины и охранные кольца; 7 — оксидирование областей под затворами; 8 — нанесение поликремния; 9 — литография затворов и диффузионных шин; 10 — травление; 11 — литография окон под p-канальные транзисторы, диффузионные шины, охранные кольца; 12 — травление; 13 — ионное легирование бором; 14 — литография окон истоков и стоков n-канальных транзисторов, диффузионных шин и охранных колец; 15 — ионное легирование фосфором; 16 — оксидирование и «разгонка» примесей; 17 — нанесение фосфорсодержащего стекла (ФСС); 18 — литография окон под контакты; 19 — травление; 20 — нанесение алюминия; 21 — литография разводки; 22 — пассивация; 23 — литография под контактные площадки; 24 — вскрытие окон под контактные площадки.

§ 1.3. Требования к системам управления гибкими автоматизированными производствами в микроэлектронике

Развитие схемотехники и технологии ИМС привело к пониманию того, что БИС и СБИС должны рассматриваться на всех стадиях своего жизненного цикла как единый комплекс, не допускающий разделения на части. Это понимание требует системного подхода на всех стадиях проектирования и производства ИМС. Укрупненно последовательность разработки представлена на рис. 1.5. Потребительские свойства ПСЗ определяются заказчиком в форме технического задания (ТЗ) на разработку отдельной схемы или серии

ИМС. Разработчик, выполняя схемотехническое (СТ) проектирование, создает схему, способную выполнить заданный алгоритм функционирования. Реализация схемы требует выбора определенного набора элементов (Э) и способа их соединений (С). Среди элементов различают активные (А), определяемые базовой технологией получения микротранзисторов, и пассивные (П) — резисторы и емкости, создаваемые на основе модификаций базовой технологии.

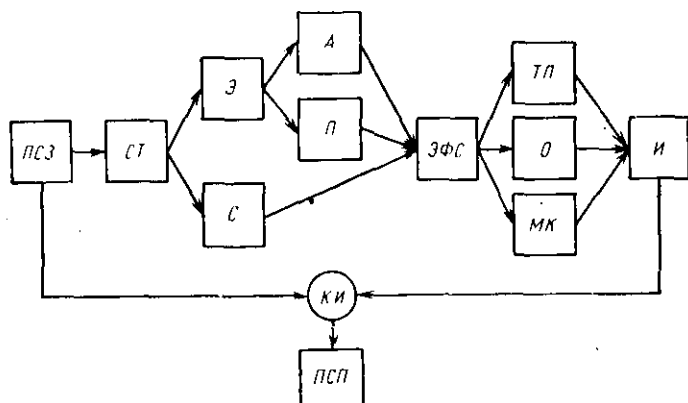


Рис. 1.5. Структурная схема разработки ИМС

Конструкторская проработка определяет форму и размеры элементов структур, образующих локальные области на подложке, и электрофизические свойства (ЭФС) материала в этих областях. Дальнейшее проектирование связано с обоснованием технологических приемов (ТП), оборудования (О) и методов контроля (МК), способных обеспечить получение требуемых размеров и электрофизических свойств. На этой стадии проектирования должны быть обоснованы показатели точности и стабильности технологических режимов, синтезированы алгоритмы управления комплексами оборудования, реализующими технологический процесс, оценены допустимые погрешности методов и средств контроля режимов работы оборудования и качества изделия или полуфабриката. Полученное законченное изделие (И) проходит контроль и испытания (КИ), результаты которых должны дать заключение о том, что полученные потребительские свойства продукции (ПСП) удовлетворяют требованиям заказчика.

Переход от одной стадии разработки к другой можно представить как последовательность технических требований к функциям, выполняемым на этой стадии. Формулировка требований должна быть выполнена в виде критериев, обеспечивающих эффективное сравнение возможных вариантов. В качестве примера рассмотрим задачу определения требований для пары А—ЭФС. Активный эле-

мент МДП-транзистора, включенный по схеме с общим истоком, представлен на рис. 1.6, а.

Параметрами транзистора, которые используются при проектировании схемы, являются: ток стока I_c , А; емкость затвор-сток $C_{зс}$, пФ; входная и выходная емкость $C_{вх}$ и $C_{вых}$, пФ; крутизна стоковой характеристики S , А/В; пороговое напряжение u_0 , В; сопротивление канала R_k , Ом. Эти параметры зависят от конструкции элементов, т. е. от размеров и конфигурации областей истока, стока и затвора. Основными конструктивными параметрами приняты: длина канала l_k , ширина канала b_k и толщина слоя диэлектрика под затвором h_k , выражаемые в микрометрах.

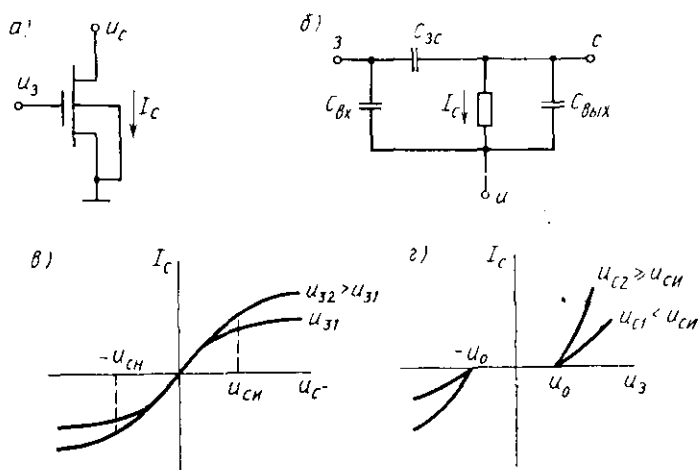


Рис. 1.6. n -канальный транзистор:

а — схема включения; б — эквивалентная схема; в — стоковая характеристика; г — стокозатворная характеристика

Чтобы получить требуемые характеристики схемы или транзистора при выбранной конструкции, в полупроводнике и на его поверхности создают локальные области с желаемыми электрофизическими свойствами. В качестве характеристик этих свойств используют: разность потенциалов на границе металл — полупроводник $\phi_{мп}$, В; потенциал в полупроводнике, зависящий от уровня Ферми, ϕ_f ; подвижность носителей заряда μ , $\text{м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$; концентрации зарядов: собственных n_i и определяемых примесями N_0 , см^{-3} ; плотность зарядов поверхностных состояний Q_{ss} , $\text{Кл}/\text{м}^2$; плотность пространственного заряда в полупроводнике Q_n , $\text{Кл}/\text{м}^3$.

Отношение $\{A, P, C\} \rightarrow \{\text{ЭФС}\}$ определяется как требования, выдвигаемые к электрофизическим свойствам, необходимым для получения электрических параметров схемы, т. е. осуществляется выбор отношения между элементами множеств ЭФС: $\{\phi_{мп}, \phi_f, \mu,$

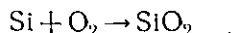
$n_i, N_0, Q_{ss}, Q_{II}\}$ и $U\Lambda, II, C: \{I_c, C_{зс}, C_{вх}, C_{вых}, S, u_0, R_k\}$, где U — знак объединения множеств.

Формирование конкретной характеристики определено соответствующими уравнениями, формулами или эмпирическими правилами.

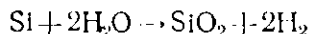
Таким образом, параметры множества $U\{A, II, C\}$ определяют цели проектирования на этой стадии и позволяют задать критерии качества в виде требований к разбросу значений параметров. Точно так же можно раскрыть сущность отношений на стадии ЭФС — $U\{II, O, MK\}$.

Рассмотрим, как определяются требования, предъявляемые к оборудованию и системам управления. В технологии МДП-схем оксидирование используется для получения: отдельных элементов транзистора, например слоя оксида под затвором; изолирующих слоев в многослойной разводке; маскирующих слоев при формировании топологии и др.

При получении тонких слоев для оксидирования пользуются сухим кислородом:



а для получения толстых слоев — влажным кислородом:



Скорость роста слоя оксида на границе $\text{SiO}_2\text{—Si}$ определяется уравнением

$$dh/dt = kx/[N_i(1 + k/v + kh/D)],$$

где h — толщина слоя; x — максимальная концентрация окислителя в парогазовой среде; k — постоянная скорость реакции; N_i — количество молекул окислителя; v — коэффициент переноса; D — коэффициент диффузии при данной температуре.

Решая это уравнение, можно по заданной толщине определить время выполнения операции, допустимые изменения концентрации окислителя и температуры. Последняя входит в уравнение как аргумент из формулы

$$D = D_0 \exp[-E_{\text{акт}}/(KT)],$$

где D_0 — константа диффузии; $E_{\text{акт}}$ — энергия активации процесса; K — постоянная Больцмана.

Рассмотренная здесь модель оксидирования упрощена, ее уточнение должно стать предметом идентификации при подготовке производства и может использоваться при выборе вида и параметров закона управления технологическим процессом. Необходимые электрофизические свойства локальных областей получают путем легирования материала подложки примесями. Основными технологическими процессами, используемыми для этого, являются диффузия и ионная имплантация.

Сравнение процессов легирования приведено в табл. 1.4.
Уравнение диффузионного процесса

$$\frac{\partial N(x, t)}{\partial t} = D \frac{\partial^2 N(x, t)}{\partial x^2},$$

где $N(x, t)$ — концентрация примеси в сечении x в момент времени t ; D — коэффициент диффузии.

Таблица 1.4. Общие характеристики процессов легирования

Параметр	Диффузия	Ионная имплантация
Однородность примеси	$\pm 5\%$ на пластине	1% общая
Воспроизводимость	$\pm 15\%$ общая	Малая
Возможность загрязнения	Большая	Металлы, поликремний,
Применяемые легатуры	Металлы, поликремний	полимеры
Окружающая среда	Температурное поле	Вакуум
Температура процесса	950–1280°C	Комнатная

Концентрацию примесей, полученную при ионной имплантации в зависимости от расстояния от поверхности кремния, определяют по формуле

$$N_D(x) = N_{\max} \exp[-(x - R_p)^2 / \Delta R_p^2],$$

где $N_{\max} = N_D / (2,5 \Delta R_p)$; N_D — количество имплантированных атомов на 1 см²; R_p — проекция пробега в направлении движения иона в материале; ΔR_p — разброс величины проекции пробега.

Уравнения диффузии и формула определения концентрации примеси связаны с интегралом вероятности, что отражает стохастическую природу процессов легирования. Последнее обстоятельство должно быть учтено при задании требований к системе управления, которая должна синтезироваться статистическими методами.

Микротранзисторы, пассивные элементы схем и соединения между ними получают переносом рисунка на подложку. Основное значение здесь имеют процессы литографии — получение рисунка на маскирующем слое — и травление — селективное удаление защитного слоя для последующего легирования.

Требуемая точность размеров элементов определяется разрешающей способностью литографического оборудования (рис. 1.7) и искажением (уходом размеров) при травлении.

Основные методы травления: жидкостные химические (ЖХТ) и вакуумно-плазменные — сухие. Сравнение различных методов травления дано в табл. 1.5. При жидкостных методах травления вещество обрабатывается с помощью химической реакции с последующим удалением продуктов реакции в потоке жидкости.

Разновидности вакуумно-плазменных методов определены физико-химическим механизмом удаления вещества. При ионном травле-

нии (ИТ) материал удаляется физическим распылением, при этом не происходит химических реакций. Плазмохимическое травление (ПХТ) осуществляется путем взаимодействия между поверхностью и химически активными частицами — свободными атомами и радикалами. Ионно-химическое травление (ИХТ) объединяет в себе оба взаимодействия.

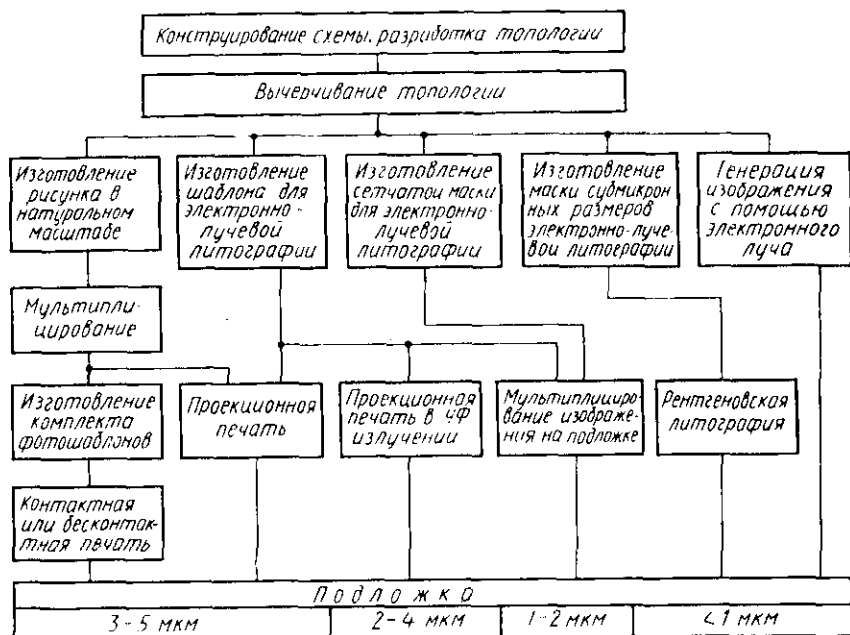


Рис. 1.7. Методы литографии

Таким образом, структурная схема (см. рис. 1.5) определяет порядок разработки ИМС, позволяет сформировать ряд последовательных моделей, связывающих потребительские свойства изделия и отдельные элементы конструкции. Естественно, что полученные модели имеют различную степень приближения и достоверности и требуют дальнейшего уточнения. Последовательность моделей в цепи от свойства изделия до характеристики процессов и оборудования позволяет назвать метод проектирования, основанный на такой стратегии, сквозным. Сквозное проектирование полностью отвечает концепциям гибкого автоматизированного производства, а взаимодействие подсистем, объединяемых в интегрированной системе управления ИСУ ГАП, позволяет отобразить взаимодействие подсистем на стадиях проектирования, как показано на рис. 1.8. Подсистема АСУП определяет технико-экономическую эффективность

производства, система АСНИ обеспечивает технический уровень и перспективы развития производства, а система организационно-технологического управления предназначена для координации работ на стадиях производства и проектирования.

Таблица 1.5. Показатели вакуумно-плазменных процессов травления

Характеристика процесса травления	Вакуумно-плазменные методы			
	ЖХТ	ИТ	ПХТ	ИХТ
Универсальность Разрешающая способность, мкм	Нет $L = L_m + \delta$	Да $L = L_m$	Нет $L = L_m + \left(\frac{1}{2} \dots \frac{1}{4}\right) \delta$	Да $L = L_m$
Селективность травления	10 - 100	1 - 10	10 - 100	5 - 20
Неравномерность травления в партии пластин, %	1	3 - 5	1	3 - 5
Неровность края от полученного размера, %	10 - 15	3 - 5	3 - 5	3 - 5
Диапазон технологических скоростей травления, нм/с	1 - 10	0,1 - 1	1,0 - 10	0,5 - 5,0
Возможность совмещения операций травления материала и удаления фоторезиста	Нет	Ограниченно	Да	Ограниченно
Необходимость очистки поверхности после травления	Да	Нет	Нет	Нет
Возможность управления травлением от ЭВМ	Нет	Да	Ограниченно	Да

Примечание. В таблице приняты обозначения: L_m — ширина линии; δ — толщина пленки фоторезиста.

§ 1.4. Организационно-технологическое управление гибкими автоматизированными производствами

Гибкое автоматизированное производство представляет собой социотехнический объект, в котором можно выделить функции инженеринга и управления технологическими процессами. Функцией инженеринга является проектирование, планирование и подготовка производства. Конечным продуктом является техническая документация, определяющая свойства изделия, технологию и организацию его изготовления. Управление технологическими процессами обеспечивает соблюдение режимов обработки, загрузку и выгрузку предметов труда, транспортирование предметов труда, инструментов, оснастки, удаление отходов, выполнение контрольных операций и т. п. Конечным продуктом этих операций является изделие.

Функции инженеринга и управления технологическими процессами существенно различаются содержанием, квалификацией испол-

нителей, техническими средствами, но в то же время имеют единую цель — получение изделий с определенными свойствами — и требуют для достижения этой цели организации единого процесса, который включает в себя распределение ресурсов и назначение времени выполнения работ. Необходимость реализации такого процесса привела к формированию понятия автоматизированных систем организационно-технологического управления (АСУОТ). Общеотраслевые руководящие методические материалы по созданию АСУ и САПР в качестве основной цели АСУОТ устанавливают достижение совместимости и взаимодействия организационного, информационного, технического и программного обеспечения всех систем автоматизации.

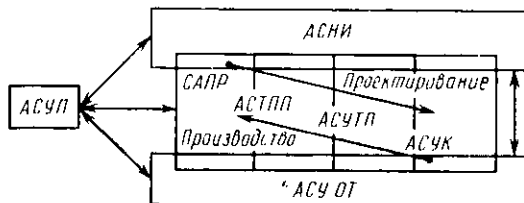


Рис. 1.8. Взаимодействие подсистем в ИСУ ГАИ

Подобная роль возлагается и на АСНИ, но ее задача направлена прежде всего на эволюцию производства, повышение его эффективности. Системообразующие свойства этих систем показаны на рис. 1.8. Наложение подсистем друг на друга подчеркивает тот факт, что эффективная организация производства на стадиях проектирования и изготовления возможна только при комплексном решении возникающих вопросов. Критерии эффективности работы ГАИ назначают в нисходящем порядке: сначала глобальные, характеризующие цели производства, затем локальные — для отдельных подсистем АСУ и задач, решаемых ими.

В качестве глобальных критериев могут выступать: максимальный объем выпускаемой продукции (применяется при повышенном спросе или для дефицитной продукции); минимум себестоимости изделий (используется при установившемся спросе); минимум приведенных затрат (применяется при организации новых или модернизации существующих производств); минимум суммарных затрат (применяется при перспективном и текущем планировании); максимум прибыли (применяется в оперативном планировании).

Локальные критерии для отдельных подсистем определяются функциями этих подсистем и в зависимости от сложившейся обстановки на предприятии могут изменяться. Например, в задачах инженеринга критерии экономичности разработки могут быть заменены критериями, обеспечивающими скорейшее завершение работ.

Автоматизированные системы организационно-технологического управления, используя набор критериев, должны обеспечивать эффективность обоих процессов — проектирования и производства. Рассмотрим типовые схемы организации работы подсистем. Главная роль в проектировании принадлежит системам САПР и АСТПП.

Типичная последовательность действия при проектировании показана на рис. 1.9.

Критерии, которыми пользуются на этой стадии инженеры, формулируются в терминах техники, а не в терминах экономики. Для производства ИМС такими критериями могут быть указанные в

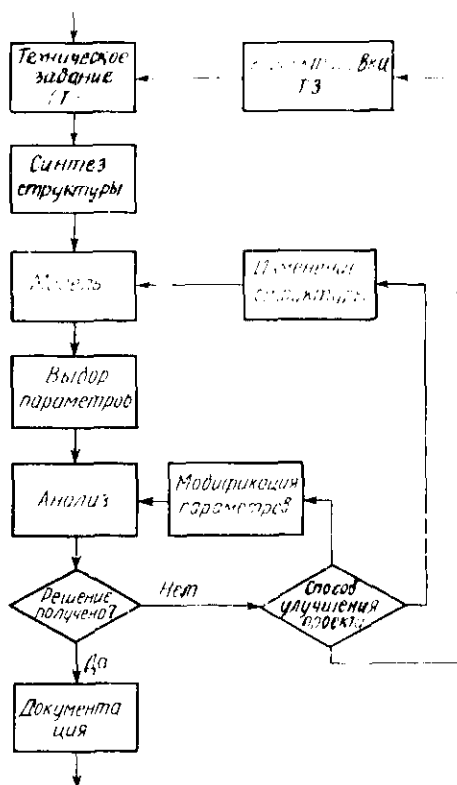


Рис. 1.9. Схема процесса проектирования

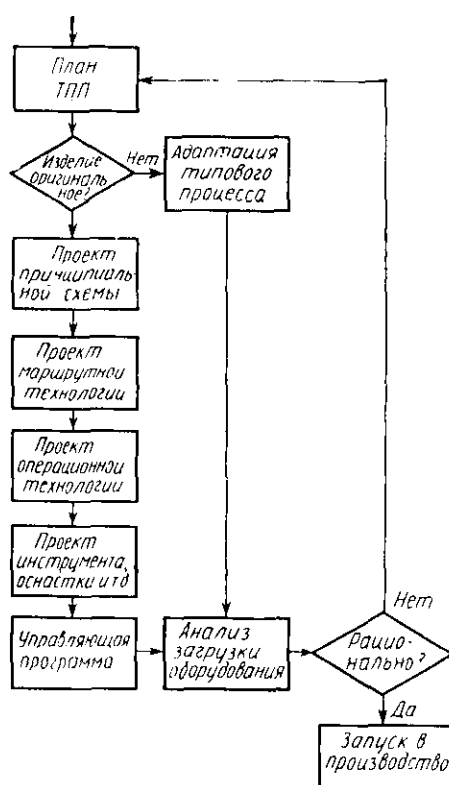


Рис. 1.10. Схема технологической подготовки производства

§ 1.2 обобщенные показатели или параметры, приведенные в § 1.3.

Согласно ГОСТ 14.002—73 «Основные требования к технологической подготовке производства», применяемому в машиностроении и приборостроении, АСУ ТПП должна выполнять следующие функции: обеспечение технологичности конструкции изделия; разработку технологических процессов; проектирование и изготовление средств технологического оснащения; организацию и управление процессами технологической подготовки производства.

Первая функциональная задача теснейшим образом связана с задачами САПР, что отражено на рис. 1.8 перекрытием границ, а

последняя -- реализуется в АСУ ОТ ГОСТ 14.101--73 «Основные правила организации и управления процессом подготовки производства», устанавливает задачи планирования, которые включают в себя определение состава, объема и сроков выполнения работ; распределение работ между технологическими подразделениями и производственными службами; последовательность и рациональное сочетание работ для достижения минимальной продолжительности цикла подготовки производства.

Укрупненная схема технологической подготовки производства (ТПП) приведена на рис. 1.10. План подготовки производства предусматривает: необходимые ресурсы оборудования и труда, связанные с производством изделия; организацию вспомогательного производства; обеспечение энергией и материалами и т. п.

Важным моментом в подготовке является оценка оригинальности изделия, которая определит необходимость разработки новой технологии или адаптации уже отработанной на других изделиях. Критерии здесь носят технико-экономический характер. Примерами их может служить уровень занятости оборудования, оцененный, например, временем простоя или коэффициентом занятости или экономическими потерями, к которым приводит этот простой. Задачи АСУОТ для производства включают в себя оперативно-производственное планирование, диспетчеризацию производства, синхронизацию работы ППС.

Оперативно производственное планирование делится на объемное, календарное и оперативное.

Объемное планирование заключается в построении производственных программ цехов, участков, линий на заранее определенный горизонт планирования (квартал, месяц, декаду). Программы должны быть сбалансированными, т. е. обеспечены материальными и трудовыми ресурсами, не превышать установленную мощность оборудования и согласовываться с глобальной целью — выполнением государственного плана предприятия.

Календарное планирование обеспечивает взаимную увязку сроков движения технической и технологической документации, предметов труда, инструмента, оснастки и т. п. Календарные планы составляются в виде планов-графиков, рассчитанных на различные интервалы времени (декаду, неделю, сутки), должны предусматривать рациональную загрузку оборудования, проведение регламентных работ, профилактических осмотров, обеспечивать соблюдение времен хранения изделий, предусмотренных технологией, и т. п.

Оперативное планирование предназначено для доведения заданий до конкретных рабочих мест (ГПМ — гибкий производственный модуль, ГАЛ — гибкая автоматизированная линия, ГАУ — гибкий автоматизированный участок) на декаду, сутки, смену. Задачами диспетчеризации производства являются: управление технологическим процессом во времени; учет движения предметов труда инструмента, оснастки, комплектующих и т. п.; контроль работоспособно-

сти и занятости оборудования; оценка уровня выхода годных изделий, наличие работающих и т. п. Сопоставление показателей, характеризующих состояние производства, с планируемым позволяет принимать решения, обеспечивающие выполнение планов и оценивать эффективность этих решений с помощью различных критериев. Техническими средствами диспетчеризации кроме ЭВМ служат различные устройства отображения и регистрации информации.

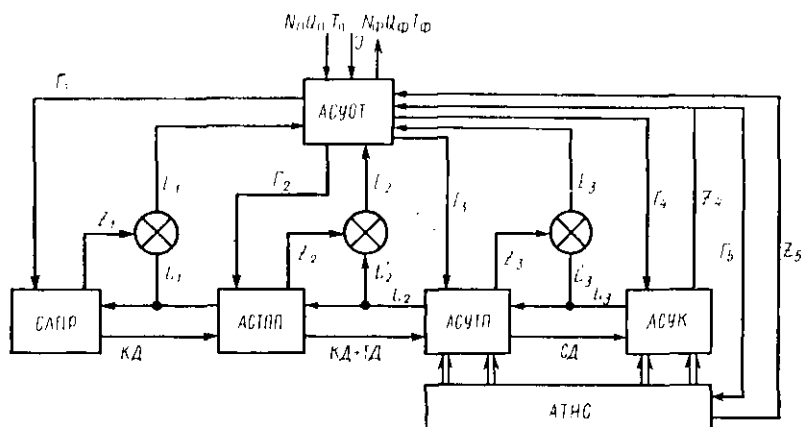


Рис. 1.11. Схема взаимодействия в иерархической модели управления ГАП

В задачу синхронизации ГПС входит распределение управляющих программ, устанавливающих нужные режимы работы оборудования; управление транспортными и погрузочно-разгрузочными работами, а также автоматизированными складами.

Технические средства, используемые здесь, включают в себя микропроцессоры и микроЭВМ, входящие в состав оборудования, средства обмена информацией между ЭВМ, каналы связи и т. п.

§ 1.5. Иерархическая структура управления производством

Взаимодействие системы АСУОТ с другими подсистемами показано на рис. 1.11. В иерархической системе нижний уровень образуют подсистемы САПР, АСТПП, АСУТП, АСУК и АТНС (автоматизированная транспортно-накопительная система). Координация работы всех подсистем выполняется АСУОТ, для чего в нее поступают план выпуска изделий вида $Q_{пл}$, объем выпуска каждого вида изделий $N_{qп}$, сроки выпуска $T_{qп}$ и глобальный критерий эффективности работы ГАП J . Работа ГАП в целом оценивается системой более высокого уровня на основе информации о фактических свойствах изделий $Q_{ф}$, объеме выпуска $N_{qф}$ и сроках $T_{qф}$.

Известны три принципа организации иерархических систем: на основе прогнозирования, согласования или баланса взаимодействий.

Во всех случаях верхнему уровню приписывается некоторая гипотеза о характере взаимодействия систем нижнего уровня и на основании этого вырабатывается координирующий сигнал Γ . При прогнозировании этот сигнал представляет собой некоторое конкретное значение $\Gamma = \alpha(L)$, при согласовании указывается область, к которой должен принадлежать сигнал L . При балансе взаимодействия указывается критерий, которым следует руководствоваться при оценке связи.

Пример реализации принципа согласования взаимодействия показан на рис. 1.11. В этом случае предполагается, что каждая из подсистем имеет возможность принимать решения в условиях, когда определены цели ее функционирования, локальный критерий эффективности и показатели связи с другими подсистемами.

Координирующая система АСУОТ в соответствии с целями, заданными набором Q_n , N_{qn} , T_{qn} и критерием J , вырабатывает множество координирующих сигналов Γ .

Для САИР подмножество Γ_1 содержит характеристики потребительских свойств изделий, объем выпуска каждого типа номинала, плановые сроки и локальный критерий оптимальности. Этот критерий должен иметь по меньшей мере две составляющие, характеризующие качество разрабатываемого изделия и эффективность работы подразделений САИР.

Для АСТП подмножество Γ_2 несет информацию о типе изделий, определяющую базовую технологию, сроках и объемах выпуска.

Для АСУТП подмножество Γ_3 содержит информацию о плане работы участков, линий, оборудования и режимах, обеспечивающих изготовление изделий высокого качества. Сигналы Γ_4 , направляемые в АСУК, устанавливают план работы по контролю и испытанию готовых изделий, входному и межоперационному контролю.

Для системы АТИС сигналы Γ_5 определяют планы транспортировки, уровень межоперационных заделов.

В методе баланса взаимодействий глобальный критерий J представляют как функцию локальных критериев отдельных подсистем, например, в виде суммы:

$$J = \sum J_i, \quad i = \overline{1, n}$$

Координирующие сигналы Γ вычисляют, пользуясь методом Лагранжа:

$$J(U, L) = \sum J_i(U_i, L_i) + \sum \Gamma_i(L_j - f(U_i, L_i)), \quad i = \overline{1, n}, \quad j \neq i,$$

где L — множество связей между подсистемами; U — множество управлений в подсистемах; $f(U_i, L_i)$ — условия типа равенства, характеризующие работу подсистемы.

Значение Γ_i находят из системы уравнений, получаемых из необходимых условий существования экстремума:

$$\frac{\partial J(U, L)}{\partial L} = 0.$$

Это и обеспечивает оптимальную координацию работы подсистем.

Между собой подсистемы обмениваются информацией, основная часть которой представляется в виде документации. Так, из САПР в АСТПП поступает конструкторская документация (КД), при передаче в производство к ней в АСТПП добавляется технологическая документация (ТД). При изготовлении изделий появляются сопроводительная документация (СД), сопроводительные листы, сменнo-суточные задания и т. п. Взаимодействие подсистем между собой отмечено множествами сигналов L_i . Эти сигналы отражают совместную выработку технических решений, причем в этих сигналах можно выделить подмножество L'_i , $i=1, 2, 3$, в которое входят сигналы, определяющие взаимодействие с точки зрения системы верхнего уровня. Это выделение позволяет проводить сравнение с действительными показателями, полученными в системах Z_i , $i=1, 2, 3$, вычислить отклонение E_i , которое и сообщается в АСУОТ. Такая последовательность действий позволяет получить единое представление о состоянии дел на различных уровнях и в то же время существенно уменьшить объем информации, так как при вычислении E_i ее количество может быть значительно уменьшено.

Множество сигналов Z_i , отражающих состояние и режимы контрольного и испытательного оборудования, результаты контроля и испытаний передаются в АСУОТ непосредственно. Сигналы Z_5 характеризуют фактическое состояние заделов и выполнение планов транспортных операций и передаются в АСУОТ непосредственно.

При передаче и обработке информации, содержащейся в сигналах Γ , Z , L , E , используются различные технические средства. В системах АСУ ТП, АСУК, АПТС источниками и приемниками информации служат системы, управляющие технологическим, контрольным, испытательным оборудованием и транспортом, которые в последние годы основываются на применении микропроцессоров и микроЭВМ. При создании линий, участков, производственных комплексов для группового управления используются мини-ЭВМ. Автоматизированное управление оборудованием будет подробно рассмотрено в последующих главах.

Создание ГАП предусматривает повышение уровня автоматизации инженеринга, для чего используются комплексы технических средств. В настоящее время применяются автоматизированные рабочие места (АРМ), разработанные на основе мини-ЭВМ и предназначенные персонально для конструктора или технолога. Инженерные рабочие станции (ИРС), построенные на базе ЭВМ серии СМ-4, предусматривают режим коллективного пользования. Рабо-

чис места проектировщика (РМП) ориентированы на монопольный режим и имеют средства комплексирования, т. е. объединения нескольких ЭВМ.

Общими принципами построения технических средств инженеринга являются: создание максимально возможного удобства для разработчика; специализация, определяющая предметную область и тем самым прикладное математическое обеспечение; совместимость технических и математических средств в рамках всей системы управления ГАИ; сбалансированность состава, позволяющая обеспечить пропорциональность и параллельность загрузки элементов комплекса.

§ 1.6. Локальные вычислительные сети

Новая перспективная технология обработки и хранения информации основана на коллективном использовании мини- и микро-ЭВМ, объединенных в систему. Такое объединение стало возможным благодаря появлению компактных, надежных и дешевых микроконтроллеров и адаптеров на базе БИС, СБИС и микропроцессоров; высокоскоростных недорогих каналов передачи информации на расстоянии до нескольких километров; эффективных методов коммутации при передаче данных.

Комплект технических средств называют *локальной вычислительной сетью* (ЛВС), если он представляет собой открытую систему и использует общую среду передачи данных, реализованную с помощью физической или логической связи компонентов. Гибкость, присущая ЛВС, делает их наиболее перспективными для построения систем управления ГАИ. Локальные вычислительные сети (рис. 1.12) представляют собой иерархическую многоуровневую систему.

Нижним уровнем системы являются: специальное технологическое оборудование (СТО), промышленные роботы (ПР), транспортные и накопительные средства (ТНС), контрольно-измерительное и испытательное оборудование (КИО), оснащенные системами микропроцессорного управления (МП); автоматизированные рабочие места (АРМ) или инженерные рабочие группы (ИРГ), применяемые в проектировании и технологической подготовке производства.

Второй уровень иерархии — гибкие производственные комплексы ГПК1—ГПК_N образуются комплексами СТО, ПР, ТНС, КИО. ГПК характеризуются большим разнообразием источников и потребителей информации — абонентов, интенсивность обмена в них составляет 10^2 — 10^3 бит/с, время обработки управляющих воздействий 10 — 10^2 мс, расстояние между абонентами 20 — 200 м. Объединение технических средств обработки информации на этом уровне все чаще определяется как малую локальную вычислительную сеть (МЛВС). Она характеризуется высокой надежностью и малой стоимостью, что достигается за счет более простых технических

средств обмена информацией. Типичными ЭВМ, применяемыми на этом уровне, являются «Электроника 60», «Электроника НЦ».

Координация работ в ГПК и связь с системами более высокого уровня возлагается на групповые ЭВМ (Гр ЭВМ), в качестве которых используются ЭВМ серии СМ, «Электроника 100/25» или «Электроника НЦ-80». Системы САПР и АСТПП, так же как и ГПК, относятся ко второму уровню иерархии. Используемые в них ЛВС должны иметь технические средства, обеспечивающие высокую интенсивность обмена информацией, для чего требуется моноканал.

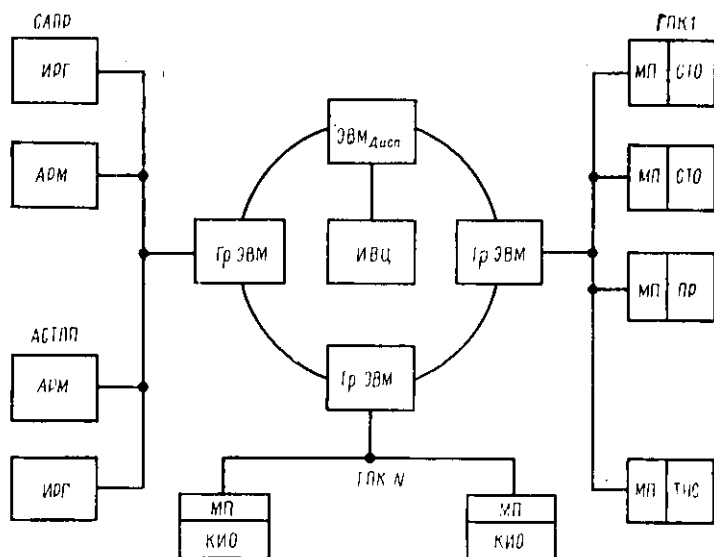


Рис. 1.12. Схема локальной вычислительной сети

Верхний уровень системы управления ГАП обеспечивается взаимодействием подсистем проектирования и производства. На этом уровне перспективна организация обмена информацией по схеме «кольцо» или «петля». В случае обмена информацией по схеме кольца управления обменом может взять на себя любая групповая ЭВМ, а в случае обмена по схеме «петля» оно возложено на ЭВМ-диспетчера (ЭВМ-дисп.), которая, кроме того, осуществляет связь с информационно-вычислительным центром предприятия (ИВЦ).

Таким образом, технические средства управления ГАП представляют собой сложную систему. Характеристики ЛВС определяют задавая топологию сети, передающую среду, протоколы обмена данными, методы управления обменом, программную и информационную совместимость.

Топология ЛВС определяется способом подсоединения абонентов. В АСУ ГАП различают следующие типичные схемы:

«звезда» — связь групповой ЭВМ в ГПК с встроенными микропроцессорными системами;

«шина» — связь между ИРС, АРМ и групповой ЭВМ;

«кольцо» — последовательная связь групповых ЭВМ.

«Звезда» — наиболее простая топологическая схема. В ней реализован принцип централизованного управления, что позволяет иметь простые абонентские устройства при сложном центральном узле системы. Обмен информацией в этом случае осуществляется только через центральный узел.

«Шина» обеспечивает легкое подключение новых абонентов, которые используют общий ресурс — канал связи. Чаще всего это моноканал, использующий коаксиальный кабель. При этом скорость обмена информацией составляет 1—10 М бит/с. Аппаратные и математические средства абонентов должны обеспечивать защиту информации от искажения и содержать средства для выделения своих сообщений. Сопряжение ЛВС, имеющих шинную организацию друг с другом и системой более высокого уровня, требует создания шлюзовых ЭВМ, которые предназначены для преобразования информации, ее хранения на время обмена и управление обменом.

«Кольцо» образуют соединенные физической средой повторители или ретрансляторы, к которым подключаются абоненты. Сообщение от ретранслятора к ретранслятору передается по схеме «прими — передай» и уничтожается либо приемником, либо самим передатчиком. В этом случае сообщение проходит все «кольцо». В качестве физической среды для передачи информации используется либо коаксиальный кабель, либо волоконно-оптический канал. В последнем случае скорость передачи может достигать 6000 Мбит/с. Применение «кольца» целесообразно при большой интенсивности потока информации.

Помимо соединения абонентов в ЛВС физической средой нужно установить правила их взаимодействия. Совокупность правил и форматов, которые определяют взаимодействие абонентов при выполнении ими своих функций, называют *протоколами*.

Установлены семь уровней протоколов (рис. 1.13), которые, обслуживая друг друга, обеспечивают передачу данных.

Уровень 0 присваивается физической среде. Физическим уровнем протокола 1 является межмашинный интерфейс. Он управляет потоком данных. Особенности его реализации зависят от физической среды, используемой для передачи, и от особенностей абонента. Передача данных по каналу сопровождается признаками начала — заголовок (З); окончания — конец (К).

Для уровня 1 на рис. 1.13 приведены примеры аппаратного решения связи (коммуникационная плата, встраиваемая в микро-ЭВМ; аппаратура передачи данных для удаленных терминалов).

Канальный уровень 2 выделяет из данных, передаваемых уровнем 1, «кадры», которые также имеют признаки З и К. На этом

уровне осуществляется управление доступом к передающей среде, исправляются ошибки, возникающие при передаче.

Сетевой уровень 3 предназначен для маршрутизации, что достигается указанием адреса. Кадры на этом уровне преобразуются в «пакеты», также имеющие признаки начала (З) и конца (К). В сервисное обслуживание этого уровня входят управление потоком данных, мультиплексирование, первичная обработка данных.

Транспортный уровень 4 обеспечивает взаимодействие процессов обработки данных у подключенных абонентов и сквозное управление движением пакетов между ними.

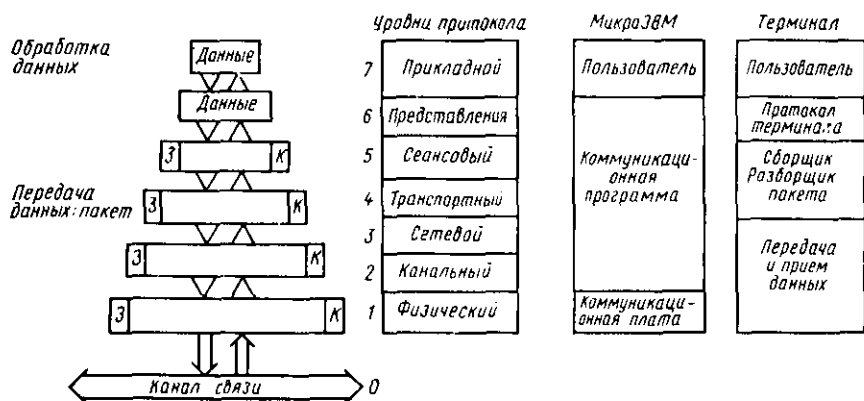


Рис. 1.13. Схема протоколов обмена в ЛВС

Таким образом, четыре нижних уровня протокола предназначены для передачи данных. Остальные — решают задачи обработки данных.

Сеансовый уровень 5 служит для организации диалога между процессами. Под процессами в этом случае понимается передача в цифровых кодах речи, данных, представленных в числовой или символьной форме.

Уровень представления 6 предназначен для интерпретации данных, т. е. для машинного представления символов, форматов, правил шифрования графических изображений, управления экраном терминала и т. п.

Прикладной уровень 7 реализует потребности пользователя в обработке данных. Стандартизация этого уровня наименьшая, так как определена проблемной ориентацией ЛВС.

Математическое обеспечение семиуровневого протокола сложное. Оно насчитывает на уровне представления около 100 000 операций, а сетевом — 20 000 операций. Аппаратные средства, используемые в системе связи, также значительны. Например, в системе ETHER-

NET более 100 000 транзисторов. Стремление получить дешевые и надежные МЛВС привело к построению упрощенных протоколов обмена. Примерами их являются протоколы и аппаратура фирмы «Филипс». В них устройства управления содержат около 1000 транзисторов, а функции управления охватывают полностью уровни 1 и 2 и частично 3, 4. Это допустимо, так как конфигурация МЛВС обычно проста и части функций маршрутизации, организации диалога не требуются. Общие рекомендации по построению упрощенного протокола установлены в стандарте IEEE-802.

Программное обеспечение (ПО) ГАП делят на три части: 1) общую; 2) общую специальную; 3) специальную. Оно строится по модульному принципу, что обеспечивает возможность рационального выбора состава для конкретной реализации. В общее ПО входят интерпретаторы и компиляторы языков высокого уровня, операционная система, системы управления базами данных и т. п. Общее специальное ПО содержит программы обслуживания технических средств, протоколов обмена, первичной обработки информации диагностики и т. д. Специальное ПО полностью определяется задачами пользователя.

Взаимодействие различных программ организуется в ЛВС с помощью протоколов обмена и создания базы данных.

База данных — именованная совокупность данных, отображающая состояния объектов и их отношений в рассматриваемой предметной области. Информация в базах данных представляется одновременно, полностью и с единых позиций независимо от будущих приложений. Это свойство чрезвычайно удобно для построения систем управления ГАП, так как, имея дело с изделиями различные подсистемы на стадиях проектирования и изготовления, пользуются различными характеристиками, способами описания, как это показано на рис. 1.11.

Локальные вычислительные сети предопределяют необходимость создания распределенной базы данных.

В базе данных различают физический уровень представления, определяющий способ хранения данных в ЭВМ. На этом уровне отношение между данными задается их расположением на физическом носителе (диске, ленте и т. п.), средствами поиска (указателями, ссылками и т. д.). Требования независимости и универсальности базы данных приводит к требованию о том, что программы не должны содержать элементов физического представления (адресов и т. п.), так как наличие их усложняет процедуру внесения изменений и развития.

Схема базы данных, обеспечивающая их независимость от физической среды хранения, устанавливает логический уровень представления, в который входят типы данных, связи между типами и т. п. Функционирование и поддержка логического уровня осуществляются администратором базы. Он отвечает за работоспособность, изменение и развитие базы данных.

Логическая структура базы данных может изменяться и для того, чтобы скрыть эти изменения от пользователя, который интересуется конечным результатом, а не преобразованиями, выполняемыми над данными. Вводится уровень представления пользователя. Такое построение системы позволяет обеспечить удобную работу пользователям, не являющимся профессиональными программистами.

Известны следующие способы представления данных:

иерархический способ, имеющий древовидную структуру, в которой каждый уровень детализации описания порождается исходной вершиной старшего уровня (такая организация применена, например, в СМ ЭВМ в дисковой диалоговой многопультной системе (ДИАМС) для решения информационных задач и ведения баз данных);

сетевой способ, допускающий, что каждый уровень описания может быть как исходным, так и порожденным одновременно. Это обуславливает более сложные взаимодействия в системе и может оказаться в ряде случаев эффективным (примерами таких баз данных служат СЕТОР-СМ, микроСЕТОР).

В реляционных базах данные образуют двумерные таблицы, в которых строки заполняются записями — кортежами, а столбцы являются заголовками одноименных записей — атрибутами. В этом случае данные и связи между ними полностью независимы, что обеспечивает большую гибкость — очень важное свойство при развитии и модернизации системы. Такой подход реализован в системе ДВМС фирмы «DEC».

Для ГАП наиболее приемлемым являются принципы построения распределенных баз данных (РБД), позволяющие эффективно использовать ресурсы ЭВМ, находящихся на разных иерархических уровнях. При оптимизации распределения ресурсов учитываются следующие факторы:

экономичность технологии накопления информации и ведения базы данных;

обеспечение высокой пропускной способности информационной системы;

эффективное использование вычислительных ресурсов;

приближение базы данных к пользователю и уменьшение дублирования хранения копий в разных местах системы.

Создание ЛВС и РБД позволяет эффективно контролировать весь процесс «проектирование — изготовление», уменьшить объем документооборота, повысить оперативность управления, поэтому совершенствование систем управления оборудованием должно предусматривать возможность работы в составе сети, т. е. иметь соответствующие источники и приемники информации.

1. Назовите причины смены этапов развития электронного машиностроения.
2. Перечислите свойства, определяющие целостность ГАП как единой системы управления.
3. Назовите, чем определяется возможность построения гибких производств в микроэлектронике.
4. Оцените темпы развития микроэлектроники по отношению к темпам развития других отраслей промышленности.
5. Перечислите основные комплексные показатели микросхем.
6. Назовите особенности системного подхода при организации ГАП микроэлектроники.
7. Определите вид и роль критериев на разных стадиях разработки микросхем.
8. Перечислите основные функции АСУОТ.
9. Объясните необходимость иерархической структуры системы управления ГАП.
10. Объясните, почему создание ЛВС является перспективным направлением организации технических средств управления ГАП.
11. Назовите уровни и назначение протоколов межмашинного обмена в ЛВС.
12. Назовите показатели, характеризующие единство информационного и программного обеспечения ГАП.

ГЛАВА 2

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ И СИСТЕМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

§ 2.1. Математические модели технологических объектов микроэлектроники

Понятие модели. Для разработки систем управления технологическим оборудованием и процессами необходимо знать количественную зависимость между воздействиями на объект управления со стороны внешней среды или устройства управления и состоянием интересующих нас параметров объекта. Эта зависимость может быть выражена в виде аналитических формул, уравнений, соотношений, программы, реализующей эти формулы и уравнения, схемы набора для аналоговой вычислительной машины, некоторой электрической цепи, описываемой теми же уравнениями, макета объекта. Подобная информация о законах движения объекта называется *моделью объекта*.

В зависимости от цели исследования объекта могут строиться различные его модели. Так, при исследовании влияния размещения пассажиров на центровку самолета моделью человека может служить мешок с песком, для конструктора одежды моделью человека может служить манекен, для медико-биологических исследований — животное.

Модель — специфическая форма отражения, при которой отображаются свойства и закономерности объектов, существенно важные в данном производственном процессе. Отражаются свойства не все, а только связанные с интересующим нас процессом. В отличие от образа, который является отражением совокупности свойств предмета в нашем сознании, модель есть отражение одного свойства или узкой группы свойств предмета и явления, необходимых для решения определенной практической задачи, для

предсказания результатов возможных решений, принимаемых человеком в его практической деятельности.

При исследовании технологических процессов или объектов моделями могут служить другие процессы или устройства, свойства которых близки в каком-то смысле. Понятие близости свойств уточним в дальнейшем.

Модель отражает функциональные свойства объекта и, как всякое отражение, не является тождественной объекту, поэтому необходимо ввести оценку, или *критерий близости*, т. е. соответствия модели данному объекту. Критерий обычно формируется как функционал от разности реакций объекта и модели на одни и те же воздействия. Критерий является числовой характеристикой данной модели, представляет собой «штраф» за расхождение реакций объекта и модели на одинаковые воздействия. По критерию выбирается оптимальная модель из некоторого класса моделей. Модель считается оптимальной, если для нее значение критерия минимальное. Критерий зависит при этом от типа входного воздействия. Чтобы избежать неопределенности, критерий формируют как результат усреднения разности реакций модели и объекта по множеству входных сигналов и по времени.

Математические и физические модели. Первоначально понятие физической модели развилось из понятия физического аналога, например уменьшенной копии объекта. Оказалось, что многие процессы различной физической природы описываются одинаковыми уравнениями движения, например колебания груза на пружине, струны, тока в колебательном контуре. Следовательно, движение объекта одной физической природы может служить описанием движения объекта другой природы. Таким образом, физическая модель отделяется от материального носителя и возникает математическая модель как формулировка закона движения, совокупность уравнений, отражающих функциональные характеристики объекта.

Носителем математической модели помимо формул, программ для ЭВМ и схем набора для АВМ могут служить и другие физические устройства, которые описываются известными уравнениями. Таким образом происходит смещение понятий — отделение физической модели от конкретного материального носителя, когда одна и та же модель может быть реализована в устройствах различной физической природы, а математическая модель воплощается в конкретном материальном устройстве. Различие физической и математической модели носит чисто гносеологический характер.

Модель называется *математической*, если известно ее математическое описание. При этом модель может быть реализована в виде материального устройства.

Модель называется *физической*, если ее математическое описание неизвестно, но реакции модели схожи с реакциями объекта.

Диалектические противоречия модели. Как уже отмечалось, модель является лишь приближенным описанием процессов переноса

вещества и энергии в технологических установках, при этом степень приближения, а следовательно, и точность описания могут быть различными. Точность модели определяется, с одной стороны, нашими знаниями о процессах, происходящих в объектах, а с другой стороны (и это более существенно), нашим умением анализировать сложные модели, т. е. развитием математического аппарата для исследования динамики процессов управления.

Наиболее разработаны методы исследования линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Именно поэтому чаще всего в качестве моделей принимаются линейные стационарные звенья. Следовательно, для исследования динамики систем управления технологическими объектами исключительно важное значение имеет выбор класса моделей объектов. Если же результаты расчета систем управления на основе выбранной модели существенно отличаются от результатов экспериментальной проверки, то это свидетельствует о грубости модели и необходимости замены ее более тонкой, сложной моделью и, следовательно, применении более сложных и трудоемких математических методов. Аналогична ситуация и для физической модели, где стремление к точности вступает в противоречие с техническим уровнем эксперимента и возможностями экспериментатора.

Одна и та же модель может быть удовлетворительна для решения одних задач и совершенно неудовлетворительна для других. Например, прямоугольная ломаная, аппроксимирующая кривую намагничивания магнитомягкого ферромагнитного материала, вполне приемлема для расчета магнитных усилителей без обратной связи, но совершенно не годится для расчета усилителей с внутренней положительной обратной связью.

Отметим еще одно противоречие модели объекта управления. Модель оценивается по сходству ее реакций с реакциями объекта на одни и те же воздействия. Этими воздействиями являются управляющие сигналы с регулятора. Может оказаться, что при одних входных сигналах меньшее значение штрафа за несовпадение будет у одной модели, при других входных воздействиях — у другой модели. Например, модель *A* точнее описывает реакции объекта на низкочастотные сигналы, а модель *B* — на высокочастотные, поэтому при низкочастотном входном сигнале предпочтительна модель *A*, при высокочастотном — модель *B*. Следовательно, значение критерия оценки качества модели зависит от закона распределения управляющего сигнала, а последний — от параметров и структуры регулятора. Однако модель создается именно для того, чтобы с ее помощью выбрать регулятор и определить управляющие воздействия на объект.

Таким образом, выбор модели должен предшествовать выбору закона управления, а выбор закона управления — выбору модели. Разрешить это противоречие возможно *методом последовательных приближений*. Вначале выбирается модель первого приближения

на основе теоретического анализа процессов в объекте. По этой модели выбираются параметры регулятора. Затем подбирается модель второго приближения в эксперименте, где используется выбранный регулятор. По уточненной модели уточняются параметры регулятора.

Модели используются для нахождения законов управления, моделирования процессов с целью проверки законов управления, оценки состояния.

Различные задачи требуют различной детализации модели и их различных классов. Так, для синтеза законов управления при современном уровне теории предпочтительны линейные модели, а для моделирования процессов и оценивания состояний средствами вычислительной техники предпочтительны более сложные модели.

Построение моделей на основе анализа физико-химических процессов в технологическом объекте. Такое построение позволяет составить уравнение даже на стадии проектирования объекта. Метод предполагает знание тепловых, гидравлических, пневматических, электрических систем объекта, а также процессов массотеплопереноса и химических реакций.

Несмотря на большое разнообразие объектов и протекающих в них процессов, можно выделить некоторые общие подходы к составлению уравнений объектов. Прежде всего следует расчленить мысленно объект на части и составить уравнения для каждого узла, заменив отброшенные части системы эквивалентными воздействиями.

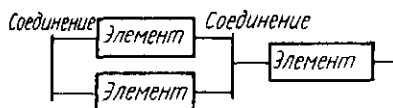


Рис. 2.1. Структура модели объекта

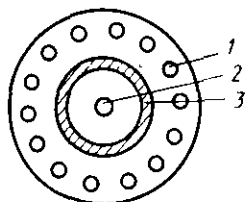


Рис. 2.2. Схема инфракрасной печи:
1 — нагреватели; 2 — объект и датчик; 3 — реактор

Введем некоторые понятия.

Элемент — физический предмет (часть системы), состояние которого можно определить измерениями величин в двух точках: «Вход» и «Выход». Элементы могут накапливать, передавать, преобразовывать, рассеивать энергию, например теплообменники, моторы, ресиверы и т. д.

Соединение — точка присоединения одного или нескольких элементов (рис. 2.1). В точках соединения не происходит накопления или рассеивания энергии или вещества.

Система — совокупность взаимосвязанных элементов.

Переменная количества — величина, выражающая количество чего-либо, содержащегося в элементе (например, вес, объем, энтропия, количество движения, заряд).

Переменная расхода — изменение переменной количества в единицу времени (например, расход газа, расход жидкости, скорость изменения энтропии, сила тока).

Разность потенциалов — переменная состояния, получаемая путем измерения величин на двух концах элементов (например, давление, гидравлический напор, разность температур, напряжение). Рассмотрим примеры составления математических моделей технологических объектов микроэлектроники на основе изучения физико-химических процессов.

Динамика инфракрасной печи. На рис. 2.2 представлена схема инфракрасной печи.

Тепловой поток $q_{\text{пад}}$ от нагревателей 1 подводится к объекту нагрева 2 и расходуется на нагрев $q_{\text{нагр}}$ и теплоотдачу излучением $q_{\text{изл}}$, конвекцией $q_{\text{кон}}$, теплопроводностью $q_{\text{теп}}$, испарением $q_{\text{исп}}$:

$$\alpha_t q_{\text{пад}} = q_{\text{нагр}} + q_{\text{изл}} + q_{\text{кон}} + q_{\text{теп}} + q_{\text{исп}}, \quad (2.1)$$

где α_t — коэффициент поглощения подложки.

Обычно поток теплоты испарения мал вследствие малости массы реагента. Теплоотдачу теплопроводностью стараются уменьшить улучшением теплоизоляции и уменьшением площади контакта объекта 2 с реактором 3. Теплота нагрева запасается в объекте и ведет к изменению температуры:

$$q_{\text{нагр}} = cm(d\theta/dt), \quad (2.2)$$

где c — теплоемкость материала объекта, Дж/(кг·К); m — масса, кг; θ — температура, К, измеряемая датчиком 2; t — время, с.

Тепловой поток $q_{\text{пад}} = \mathcal{P}s$, где $\mathcal{P}$ — плотность мощности излучения на единицу площади объекта, Вт/м², s — площадь облучаемой поверхности, м². Тепловые потери излучения

$$q_{\text{изл}} = \epsilon_{\text{пр}} \beta (\theta^4 - \theta_0^4) s,$$

где $\epsilon_{\text{пр}}$ — приведенная излучательная способность облучаемого объекта и внутренних стенок отражательной камеры; $\beta = 5,67 \times 10^{-8}$ Вт/(м²·К) — постоянная Стефана — Больцмана; θ_0 — температура окружающих поверхностей.

Теплопоток конвекции

$$q_{\text{кон}} = \alpha_k (\theta - \theta_v) s,$$

где α_k — коэффициент конвективной теплоотдачи, Вт/(м²·К); θ_v — температура воздуха в реакторе, К.

С учетом сказанного можно получить из (2.1) и (2.2)

$$cm(d\theta/dt) = \alpha_t \mathcal{P}s - \epsilon_{\text{пр}} (\theta^4 - \theta_0^4) s - \alpha_k (\theta - \theta_v) s. \quad (2.3)$$

Величина θ_0 обычно много меньше, чем θ , тогда θ_0^4 можно пренебречь по сравнению с θ^4 и из (2.3) получить

$$\frac{d\theta}{dt} = -\frac{\varepsilon_{\text{пр}}\beta S}{cm} \theta^4 - \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm} \theta - \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm} \theta_n - \frac{a_{\text{т}} S}{cm} \mathcal{P}. \quad (2.4)$$

Это уравнение является нелинейным и приближенным, поскольку предполагает однородность свойств материала и не учитывает влияние тепловых потерь на температуру воздуха в реакторе.

В системах автоматического управления чаще всего рассматриваются режимы стабилизации технологических параметров, когда процессы протекают в окрестностях заданных значений этих параметров.

Пусть $\theta_{\text{зад}}$ — заданная температура подложки (объекта нагрева), $\theta_{\text{вс}}$ — средняя температура воздуха. Тогда в установившемся режиме, если $\theta = \theta_{\text{зад}}$ и $\theta_{\text{в}} = \theta_{\text{вс}}$, скорость изменения температуры $d\theta/dt = 0$, из (2.4) следует

$$0 = \mathcal{P}_{\text{зад}} \frac{a_{\text{т}} S}{cm} - \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm} \theta_{\text{вс}} - \frac{\varepsilon_{\text{пр}}\beta S}{cm} \theta_{\text{зад}}^4 - \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm} \theta_{\text{зад}}, \quad (2.5)$$

где $\mathcal{P}_{\text{зад}}$ — значение $\mathcal{P}$ в установившемся режиме.

Уравнение (2.5) есть уравнение установившегося режима. Тогда $\theta = \theta_{\text{зад}} + \Delta\theta$, $\theta_{\text{в}} = \theta_{\text{вс}} + \Delta\theta_{\text{в}}$, $\mathcal{P} = \mathcal{P}_{\text{зад}} + \Delta\mathcal{P}$.

Подставив эти выражения в (2.4) и вычитая из него (2.5), получим

$$\frac{d\Delta\theta}{dt} = -\frac{\varepsilon_{\text{пр}}\beta S}{cm} [(\theta_{\text{зад}} + \Delta\theta)^4 - \theta_{\text{зад}}^4] - \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm} (\Delta\theta - \Delta\theta_{\text{в}}) - \frac{a_{\text{т}} S}{cm} \Delta\mathcal{P}. \quad (2.6)$$

Если $\Delta\theta$ достаточно малы, то членами высшего порядка в (2.6) можно пренебречь. Тогда имеем

$$\frac{d\Delta\theta}{dt} = -\left(4 \frac{\varepsilon_{\text{пр}}\beta S}{cm} \theta_{\text{зад}}^3 + \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm}\right) \Delta\theta - \frac{\alpha_{\kappa} S}{cm} \Delta\theta_{\text{в}} + \frac{a_{\text{т}} S}{cm} \Delta\mathcal{P}. \quad (2.7)$$

Уравнение (2.7) есть линеаризованное уравнение объекта, оно представляет собой линейное уравнение с постоянными коэффициентами, причем коэффициенты уравнения зависят от выбора рабочей точки объекта $\theta_{\text{зад}}$. Кроме того, это уравнение справедливо лишь при малых значениях отклонений $\Delta\theta$, $\Delta\theta_{\text{в}}$, $\Delta\mathcal{P}$.

Динамика резистивной печи. Тепловой баланс печи резистивно-го нагрева складывается из изменения накопленной теплоты Θ , теплового потока от нагревателя $q_{\text{нагр}}$ и теплового потока теплопотерь $q_{\text{пот}}$ вследствие теплопередачи и конвекции:

$$d\Theta/dt = q_{\text{нагр}} - q_{\text{пот}}, \quad (2.8)$$

$$\Theta = \sum_i c_{p,i} m_i \theta, \quad (2.9)$$

где c_{pi} — удельная теплоемкость материала i -го конструктивного элемента печи; m_i — масса i -го элемента; θ — температура.

Тепловой поток $q_{нагр} = U^2/R$, где U — напряжение на нагревателе; R — сопротивление нагревателя.

Потери теплоты пропорциональны разности температуры печи и окружающей среды, а также скорости движения газа-носителя через печь. В общем случае можно принять

$$q_{пот} = \Omega (\theta - \theta_{в}), \quad (2.10)$$

где Ω — коэффициент теплопередачи, $\theta_{в}$ — температура окружающей среды.

Тогда из (2.8), (2.9) и (2.10) получаем уравнение

$$\frac{d\theta}{dt} = - \frac{\Omega}{\sum_i c_{pi} m_i} (\theta - \theta_{в}) + \frac{U^2}{R \sum_i c_{pi} m_i}, \quad (2.11)$$

которое может быть линеаризовано.

Пусть $\theta_{зад}$ — температура заданного режима нагрева, $\theta_{вс}$ — средняя температура окружающей среды. Тогда

$$\theta = \theta_{зад} + \Delta\theta, \quad \theta_{в} = \theta_{вс} + \Delta\theta_{в}, \quad U = U_{зад} + \Delta U,$$

где $U_{зад}$ — постоянное значение напряжения, необходимого для поддержания заданного постоянного значения температуры.

В установившемся режиме производная температуры по времени $d\theta/dt = 0$, $\Delta\theta = \Delta\theta_{в} = \Delta U = 0$ и из (2.11) следует

$$0 = - (\theta_{зад} - \theta_{вс}) \frac{\Omega}{\sum_i c_{pi} m_i} + \frac{U_{зад}^2}{R \sum_i c_{pi} m_i}. \quad (2.12)$$

Вычитая (2.12) из (2.11) и пренебрегая величиной ΔU^2 , получаем

$$\frac{d\Delta\theta}{dt} = - \frac{\Omega}{\sum_i c_{pi} m_i} (\Delta\theta - \Delta\theta_{в}) + \frac{2U_{зад}}{R \sum_i c_{pi} m_i} \Delta U. \quad (2.13)$$

Как следует из (2.13), коэффициент при ΔU зависит от режима печи. Подчеркнем еще раз, что линеаризованное уравнение справедливо лишь при малых значениях ΔU (когда допустимо пренебрежение величиной ΔU^2).

При выводе уравнения негласно сделано существенное предположение, что температура во всех точках печи одинакова.

Динамика идеального смесителя. В смеситель (рис. 2.3) по двум трубам подаются растворы веществ A и B с концентрациями x_{A1} и x_{B1} и расходами Q_1 и Q_2 соответственно.

Предположим, что смеситель идеальный, т. е. концентрация веществ во всех точках смесителя одинакова. Требуется составить уравнение, связывающее расходы и концентрации входящих потоков с расходом и концентрацией смеси.

Объем раствора в смесителе $V = h s_1$, где h — высота, а s_1 — площадь поверхности жидкости в смесителе.

Тогда

$$\frac{dV}{dt} = s_1 \frac{dh}{dt} = Q_1 + Q_2 - Q. \quad (2.14)$$

Расход Q определяется произведением скорости истечения v на площадь s_2 сливного отверстия: $Q = s_2 v$. В свою очередь, скорость истечения найдем из баланса потенциальной и кинетической энергии столбца жидкости $\gamma g h = \gamma v^2 / 2$, где γ — плотность раствора, g — ускорение свободного падения.

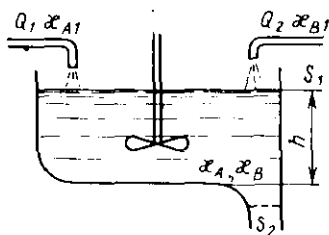


Рис. 2.3. Схема идеального смесителя

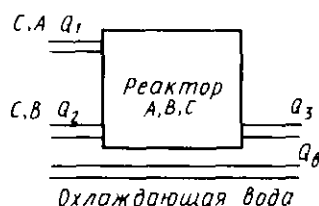


Рис. 2.4. Схема химического реактора

Следовательно,

$$h = Q^2 / (2 g s_2^2). \quad (2.15)$$

Из (2.14) и (2.15) получаем

$$Q \frac{dQ}{dt} = \frac{g s_2^2}{s_1} (Q_1 + Q_2 - Q).$$

Это уравнение линеаризуем при малых отклонениях от установившегося режима. Пусть

$$Q_1 = Q_{1\text{зад}} + \Delta Q_1, \quad Q_2 = Q_{2\text{зад}} + \Delta Q_2, \quad Q = Q_{\text{зад}} + \Delta Q,$$

где $Q_{1\text{зад}}$, $Q_{2\text{зад}}$, $Q_{\text{зад}}$ — расходы в установившемся режиме; $Q_{\text{зад}} = Q = \text{const}$, ΔQ_1 , ΔQ_2 , ΔQ — колебания расходов относительно установившегося режима.

В установившемся режиме

$$Q_{1\text{зад}} + Q_{2\text{зад}} - Q_{\text{зад}} = 0, \quad (2.16)$$

тогда

$$(Q_{\text{зад}} + \Delta Q) \frac{d\Delta Q}{dt} = \frac{g s_2^2}{s_1} (\Delta Q_1 + \Delta Q_2 - \Delta Q). \quad (2.17)$$

Пренебрегая величиной ΔQ по сравнению с $Q_{\text{зад}}$ в левой части (2.17), получим

$$d\Delta Q/dt = -\frac{g s_2^2}{(Q_{\text{зад}} s_1)} (\Delta Q_1 + \Delta Q_2 - \Delta Q). \quad (2.18)$$

Составим уравнение концентрации для вещества A . Скорость изменения количества w_A вещества A в смесителе равна разности его притока и отбора:

$$dw_A/dt = \kappa_{A1} Q_1 - \kappa_A Q. \quad (2.19)$$

Концентрация вещества A

$$\kappa_A = w_A/V. \quad (2.20)$$

Следовательно, из (2.19) и (2.20) имеем

$$d\kappa_A/dt = V^{-1} (\kappa_{A1} Q_1 - \kappa_A Q). \quad (2.21)$$

Последнее уравнение также можно линеаризовать при малых отклонениях от установившегося режима. Обозначим $\kappa_A = \kappa_{A0} + \Delta\kappa_A$, $\kappa_{A1} = \kappa_{A10} + \Delta\kappa_{A1}$, $Q_1 = Q_{1\text{зад}} + \Delta Q_1$, $Q = Q_{\text{зад}} + \Delta Q$, где индекс 0 означает установившееся рабочее значение, Δ — отклонение.

Полагая отклонение достаточно малыми, а произведения отклонений — пренебрежимо малыми величинами высшего порядка малости, получим из (2.21), отбросив произведение отклонений,

$$d\Delta\kappa_A/dt = V^{-1} (\Delta\kappa_{A1} Q_{1\text{зад}} + \kappa_{A10} \Delta Q_1 - \Delta\kappa_A Q_{\text{зад}} - \kappa_{A0} \Delta Q), \quad (2.22)$$

где κ_{A0} находится из соотношения

$$\kappa_{A0} Q_{\text{зад}} = \kappa_{A10} Q_{1\text{зад}},$$

$Q_{\text{зад}}$ определяется из (2.16).

Аналогично для вещества B находим

$$d\Delta\kappa_B/dt = V^{-1} (\Delta\kappa_{B1} Q_{2\text{зад}} + \kappa_{B10} \Delta Q_2 - \Delta\kappa_B Q_{\text{зад}} - \kappa_{B0} \Delta Q). \quad (2.23)$$

Уравнения (3.18), (2.22) и (2.23) являются линеаризованными уравнениями динамики идеального смесителя.

Математическая модель химического реактора. В химический реактор поступают два потока, содержащих входные реагенты A и B , и уходит поток полученного в результате реакции вещества C (рис. 2.4). Предположим, что в реакторе имеет место идеальное перемешивание, т. е. концентрация всех компонентов во всех точках реактора одинакова.

Пусть Q_1 и Q_2 — расход первого и второго входных потоков, Q_3 — расход выходного потока, Q_R — расход охлаждающей воды в системе охлаждения реактора; θ_1 и θ_2 — температуры первого и второго входных потоков; θ — температура выходного потока; $\theta_{\text{вп}}$ — начальная температура охлаждающей воды; $\theta_{\text{вк}}$ — конечная температура охлаждающей воды; θ_n — средняя температура охлаждающей воды;

w_A, w_B — объемы, занимаемые в реакторе реагентами A и B ; w_C — объем, занимаемый в реакторе продуктом C ; κ_{A1}, κ_{C1} — концентрации веществ A и C в первом потоке; κ_{B2}, κ_{C2} — концентрации веществ B и C во втором потоке; $\kappa_A, \kappa_B, \kappa_C$ — концентрации веществ A, B, C в реакторе; V — объем реактора; K_{AB} — постоянная скорости реакции.

Для химических реакций не слишком концентрированных растворов справедливо уравнение Аррениуса. Скорость изменения концентрации реагентов и продукта вследствие химической реакции

$$d\kappa_{Cr}/dt = K_{AB}\kappa_A\kappa_B, \quad d\kappa_{Ap}/dt = d\kappa_{Bp}/dt = -K_{AB}\kappa_A\kappa_B. \quad (2.24)$$

Здесь индекс «р» при букве κ означает скорость изменения концентрации вследствие химической реакции.

Кроме изменения концентрации из-за реакции существует изменение концентрации из-за притока и отбора.

Скорость изменения количества вещества вследствие притока и отбора

$$\begin{aligned} \frac{dw_A}{dt} &= \kappa_{A1}Q_1 - \kappa_A Q_3, & \frac{dw_B}{dt} &= \kappa_{B2}Q_2 - \kappa_B Q_3, \\ \frac{dw_C}{dt} &= \kappa_{C1}Q_1 + \kappa_{C2}Q_2 - \kappa_C Q_3. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Из-за непрерывности потока справедлива связь между расходами

$$Q_3 = Q_1 + Q_2. \quad (2.26)$$

Концентрация вещества в реакторе из-за идеального перемешивания равна количеству вещества, деленному на объем реактора:

$$\kappa = w/V. \quad (2.27)$$

Тогда из (2.25), (2.26) и (2.27) находим изменения концентрации вещества в результате переноса:

$$\begin{aligned} \frac{d\kappa_{An}}{dt} &= \frac{1}{V} \kappa_{A1}Q_1 - \frac{1}{V} \kappa_A(Q_1 + Q_2), \\ \frac{d\kappa_{Bn}}{dt} &= \frac{1}{V} \kappa_{B2}Q_2 - \frac{1}{V} \kappa_B(Q_1 + Q_2), \\ \frac{d\kappa_{Cn}}{dt} &= \frac{1}{V} (\kappa_{C1}Q_1 + \kappa_{C2}Q_2) - \frac{1}{V} \kappa_C(Q_1 + Q_2). \end{aligned} \quad (2.28)$$

Здесь индекс «п» при букве κ означает скорость изменения концентрации вследствие переноса.

Так как изменение концентрации происходит одновременно в результате переноса и в результате химической реакции, то ре-

зультулирующая скорость изменения концентрации равна сумме скоростей изменения концентрации вследствие переноса и реакции, т. е. сумме правых частей (2.24) и (2.28):

$$\begin{aligned}\frac{dx_A}{dt} &= \frac{Q_1}{V} x_{A1} - \frac{Q_1 + Q_2}{V} x_A - K_{AB} x_A x_B, \\ \frac{dx_B}{dt} &= \frac{Q_2}{V} x_{B2} - \frac{Q_1 + Q_2}{V} x_B - K_{AB} x_A x_B, \\ \frac{dx_C}{dt} &= \frac{Q_1}{V} x_{C1} + \frac{Q_2}{V} x_{C2} - \frac{Q_1 + Q_2}{V} x_C + K_{AB} x_A x_B.\end{aligned}\quad (2.29)$$

Величина K_{AB} зависит от температуры:

$$K_{AB} = \alpha_{AB} \exp \left\{ -\frac{N_{AB}}{R\theta} \right\}, \quad (2.30)$$

где N_{AB} — энергия активации; $\tilde{R}$ — газовая постоянная; α_{AB} — константа скорости реакции.

Температура, в свою очередь, зависит от скорости реакции и баланса тепловых потоков.

Скорость накопления теплоты в реакторе равна сумме тепловых потоков: теплового потока $q_1 + q_2$, вносимого потоками реагентов, теплового потока q_3 , уносимого потоком продукта, теплового потока реакции q_4 и теплового потока охлаждения q_5 .

Теплота в реакторе

$$\dot{\Theta} = V \rho c_n \dot{\theta},$$

где ρ — плотность раствора; c_n — удельная теплоемкость вещества в реакторе.

Тогда

$$d\Theta/dt = q_1 + q_2 - q_3 + q_4 - q_5. \quad (2.31)$$

Рассмотрим для простоты случай, когда плотности ρ и теплоемкости c_n потоков реагентов примерно равны:

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= Q_1 \rho c_n \theta_1, \quad q_2 = Q_2 \rho c_n \theta_2, \quad q_3 = (Q_1 + Q_2) \rho c_n \theta, \\ q_4 &= V K_{AB} x_A x_B \Delta v_{AB}, \quad q_5 = \Omega_B (\theta - \theta_B), \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

где Δv_{AB} — удельная теплота, выделяемая при реакции; Ω_B — коэффициент теплопередачи между реактором и охлаждающей водой.

Из (2.31) и (2.32) имеем

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{V} [\theta_1 Q_1 + \theta_2 Q_2 - (Q_1 + Q_2) \theta] + K_{AB} x_A x_B \frac{\Delta v_{AB}}{\rho c_n} - \frac{\Omega_B (\theta - \theta_B)}{V \rho c_n}, \quad (2.33)$$

где $\theta_{\text{в}}$ — средняя температура воды,

$$\theta_{\text{в}} = (\theta_{\text{вк}} + \theta_{\text{вн}})/2, \quad (2.34)$$

здесь $\theta_{\text{вк}}$ и $\theta_{\text{вн}}$ — конечная и начальная температура воды.

Для конечной температуры воды также составим уравнение теплового баланса:

$$(\theta_{\text{вк}} - \theta_{\text{вн}})c_{\text{в}}\rho_{\text{в}}Q_{\text{в}} = q_{\text{б}} = Q_{\text{н}}(\theta - (\theta_{\text{вк}} + \theta_{\text{вн}})/2), \quad (2.35)$$

где $c_{\text{в}}$ — удельная теплоемкость воды, $\rho_{\text{в}}$ — плотность воды.

Из (2.35) и (2.32) получаем

$$\theta_{\text{вк}} = \left(1 + \frac{Q_{\text{н}}}{2Q_{\text{н}}\rho_{\text{в}}c_{\text{в}}}\right)^{-1} \frac{\theta Q_{\text{н}}}{Q_{\text{н}}\rho_{\text{в}}c_{\text{в}}} + \theta_{\text{вн}} = \theta_{\text{вн}} + \frac{2Q_{\text{н}}}{Q_{\text{н}} + 2Q_{\text{н}}\rho_{\text{в}}c_{\text{в}}} \theta. \quad (2.36)$$

Мы получили систему уравнений (2.29), (2.30), (2.33), (2.34), (2.36), представляющих математическую модель химического реактора.

Предлагаем читателю в порядке упражнения составить линеаризованную модель реактора.

§ 2.2. Идентификация

Идентификацией называется определение динамических характеристик объекта управления в рамках выбранной модели.

Методы идентификации делятся на пассивные и активные. Метод идентификации называется *активным*, если на объект подаются специальные воздействия с целью определения его динамических характеристик.

Пассивные методы идентификации — это такие методы, в которых модель объекта выбирают по результатам наблюдения входного и выходного сигналов в процессе нормальной эксплуатации и на объект не подаются никакие специальные сигналы с целью выявить его свойства. Пассивные методы особенно удобны тем, что не нарушают нормального хода технологического процесса. Однако, преимущество активных методов в том, что энергия тестового воздействия сосредоточена в узкой временной или частотной области, поэтому реакции объекта на тестовые сигналы выявить легче и надежнее.

В этой книге рассматриваются лишь линейные стационарные модели, т. е. модели, описываемые линейными дифференциальными уравнениями вида

$$\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \frac{d^{\nu} y_{\text{м}}}{dt^{\nu}} = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \frac{d^{\mu} x_{\text{м}}}{dt^{\mu}} \quad (2.37)$$

или передаточными функциями

$$W(p) = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} p^{\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} p^{\nu}},$$

где $x_m(t)$ — входной сигнал; $y_m(t)$ — выходной сигнал модели.

Оценка качества модели. Выходные сигналы модели и объекта при одном и том же входном сигнале различаются, так как их дифференциальные уравнения и начальные состояния неидентичны. Для оценки адекватности модели и объекта необходимо ввести критерий их близости по разности выходных сигналов, т. е. реакций на один и тот же входной сигнал $x(t)$, например

$$\mathcal{G}_x = \int_{t_0}^{t_0 + \mathcal{T}} F(y(t) - y_m(t)) r(t) dt,$$

где $\mathcal{T}$ — время наблюдения; F — некоторая (вообще говоря, выпуклая) функция, в частности $F(\cdot) = (\cdot)^2$; $y(t)$ — реакция объекта на сигнал $x(t)$; $y_m(t)$ — реакция модели на сигнал $x(t)$; $r(t) \geq 0$ — весовая функция.

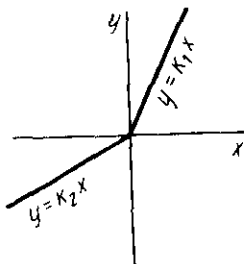


Рис. 2.5. Характеристика объекта

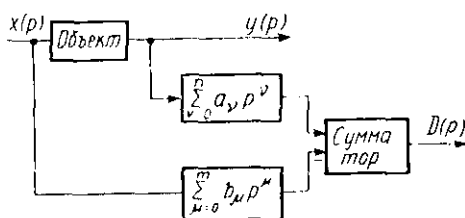


Рис. 2.6. Структурная схема получения обобщенной ошибки идентификации

Смысл $r(t)$ заключается в том, чтобы сделать стационарную модель более адекватной нестационарному объекту на определенном этапе. Например, если параметры объекта на начальном этапе существенно отличаются от параметров при выходе на режим, то заданием функции $r(t)$ можно добиться, чтобы модель более точно описывала поведение объекта в процессе выхода на режим, чем в заданном режиме, или наоборот. Для стационарных объектов можно принять $r(t) = 1$. При такой оценке функционал $\mathcal{G}_x$ зависит от входного сигнала $x(t)$.

Пусть характеристика объекта имеет вид, приведенный на рис. 2.5. Если $x(t) \geq 0$ для всех t , то наилучшая аппроксимация харак-

теристики будет $y=k_1x$, если $x(t) \leq 0$ для всех t , то наилучшая аппроксимация будет $y=k_2x$.

В общем случае следует выбрать аппроксимацию $y=kx$, где $k_2 \leq k \leq k_1$, и выбирается k в зависимости от соотношения сигналов $x \geq 0$ и $x < 0$. Отсюда следует идея необходимости усреднения оценки по входным сигналам и начальным условиям, т. е. введения операции математического ожидания оценки $\mathcal{G}_x$:

$$J = M \mathcal{G}_x = M \int_{t_0}^{t_0 + T} F(y(t) - y_m(t)) r(t) dt.$$

Выражение выходного сигнала имеет довольно сложный вид, получается с помощью формулы свертки, что затрудняет аналитическое исследование зависимости J от коэффициентов дифференциального уравнения модели, поэтому вводятся и другие критерии. В частности, если уравнение модели

$$\sum_{v=0}^n a_v \frac{d^v y_m}{dt^v} = x_m, \quad (2.38)$$

то для оценки близости модели и объекта очень удобным оказывается функционал от разности входных сигналов ($x_m(t) - x(t)$) модели и объекта, обеспечивающих один и тот же выходной сигнал

$$J = M \int_0^T F(x_m(t) - x(t)) r(t) dt \quad (2.39)$$

при условии $y_m(t) = y(t)$.

В этом случае выходной сигнал модели и объекта будем обозначать $y(t)$.

Тогда, подставляя (2.38) в (2.39), имеем

$$J = M \int_0^T F \left(\sum_{v=0}^n a_v \frac{d^v y}{dt^v} - x(t) \right) r(t) dt,$$

т. е. функционал в явном виде зависит от коэффициентов дифференциального уравнения модели, что очень удобно для аналитического исследования.

Развивая эту идею, можно предложить очень удобный функционал для общего случая модели (2.37)

$$J = M \int_0^T F \left(\sum_{v=0}^n a_v \frac{d^v y}{dt^v} - \sum_{\mu=0}^m b_\mu \frac{d^\mu x}{dt^\mu} \right) r(t) dt.$$

Выражение

$$D = \sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \frac{d^{\nu} y}{dt^{\nu}} - \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \frac{d^{\mu} x}{dt^{\mu}}$$

называется *обобщенной ошибкой модели*. В качестве функции F будем принимать квадрат обобщенной ошибки

$$J = M \int_0^T \left(\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \frac{d^{\nu} y}{dt^{\nu}} - \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \frac{d^{\mu} x}{dt^{\mu}} \right)^2 r(t) dt.$$

Этот функционал удобен тем, что в явном виде зависит от параметров модели и от доступных измерению входного и выходного сигналов объекта. Однако при вычислении этого функционала возникают определенные трудности, связанные с дифференцированием сигналов x и y , а также с необходимостью выполнения операции математического ожидания. Структурную схему вычисления обобщенной ошибки идентификации представим в виде, изображенном на рис. 2.6. Но по условиям физической реализуемости можно создавать лишь устройства, порядок числителя передаточной функции которых меньше порядка знаменателя, т. е. можно реализовать устройства с передаточными функциями

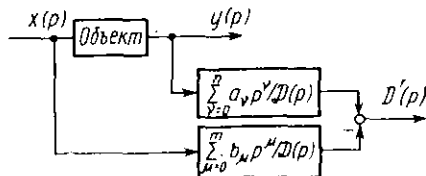


Рис. 2.7. Физически реализуемая схема вычисления оценки обобщенной ошибки

$$\frac{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} p^{\nu}}{\mathcal{D}(p)} \quad \text{и} \quad \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} p^{\mu}}{\mathcal{D}(p)},$$

где $\mathcal{D}(p)$ — многочлен степени большей или равной n . Тогда будем иметь схему вычисления обобщенной ошибки (рис. 2.7), где

$$D'(p) = \left(\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} p^{\nu} / \mathcal{D}(p) \right) y(p) - \left(\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} p^{\mu} / \mathcal{D}(p) \right) x(p). \quad (2.40)$$

Этой схеме формально-математически эквивалентна схема, приведенная на рис. 2.8.

Таким образом обобщенная ошибка $D'(t)$, измеряемая с помощью физически реализуемых устройств, отличается от обобщенной ошибки $D(t)$ тем, что $D'(t)$ является результатом преобразования $D(t)$ фильтром с передаточной функцией $1/\mathcal{D}(p)$. В силу конечности полосы пропускания этого фильтра происходят искажения сигнала обобщенной ошибки. Эти искажения будут

тем меньше, чем больше полоса пропускания фильтра, однако они принципиально не могут быть равны нулю.

Введем обозначения

$$x'(p) = \frac{x(p)}{\mathcal{D}(p)}; \quad y'(p) = \frac{y(p)}{\mathcal{D}(p)}.$$

Тогда из (2.40) имеем

$$D'(p) = \sum_{\nu=0}^n a_{\nu} p^{\nu} y'(p) - \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} p^{\mu} x'(p). \quad (2.41)$$

Сигналы $x'(t)$ и $y'(t)$ и их производные до $(n-1)$ -го порядка доступны измерению.

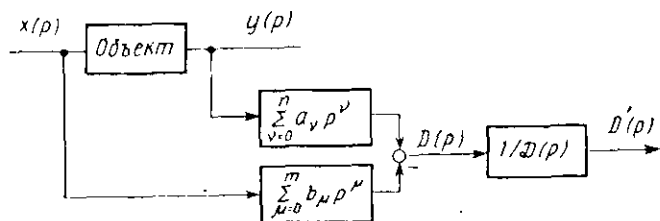


Рис. 2.8. Эквивалентная схема вычисления оценки обобщенной ошибки

Тогда введем функционал от обобщенной ошибки $D'(t)$

$$J' = M \int_0^T \left(\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \frac{d^{\nu} y'(t)}{dt^{\nu}} - \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \frac{d^{\mu} x'(t)}{dt^{\mu}} \right)^2 r(t) dt, \quad (2.42)$$

для которого известны в любой момент времени все значения входящих в него функций. Среди коэффициентов a_{ν} и b_{μ} один должен быть заранее фиксированным, например $b_0 = 1$, в противном случае можно все коэффициенты сделать равными нулю или сколь угодно малыми и задача потеряет смысл.

Выражение (2.42) можно записать более сжато, если ввести векторы $\mathbf{H}$ и $\mathbf{Z}$ размерности $m+n+1$:

$$\mathbf{H} = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_m)^T,$$

$$\mathbf{Z} = (y', \dot{y}', \ddot{y}', \dots, y^{(n)}, -\dot{x}', -\ddot{x}', \dots, -x^{(m)})^T,$$

где T — знак транспозиции.

Компоненты этих векторов будем обозначать z_i и h_i . Тогда с учетом этих обозначений функционал (2.42) можно записать в виде

$$J' = M \int_0^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Z} - x')^2 r(t) dt. \quad (2.43)$$

Остается проблема выполнения операции математического ожидания, поскольку распределение сигналов $\mathbf{Z}(t)$ и $x'(t)$ неизвестно. В этом случае можно воспользоваться либо методом определения оптимума по реализациям, который известен как метод стохастической аппроксимации, либо статистической оценкой функционала вида

$$\hat{J}' = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \int_0^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Z}_i - x'_i)^2 r(t) dt,$$

где i — номер эксперимента; k — число экспериментов по идентификации.

Отметим некоторые частные случаи. Если объект достаточно хорошо описывается линейным дифференциальным уравнением не выше n -го порядка с постоянными коэффициентами, т. е. существуют такие значения a_v и b_p , что уравнение (2.37) становится тождеством (или почти тождеством с пренебрежимо малой погрешностью), то говорят, что модель (2.37) является *полной*.

В случае полной модели в экстремальной точке обобщенная ошибка равна нулю, поэтому в качестве оценки качества можно принять выражение

$$J'_1 = (\mathbf{H}^T \mathbf{Z} - x')^2,$$

которое является не числом, а неотрицательной функцией времени.

Если процессы $y(t)$ и $z(t)$ являются стационарными, то можно отказаться от усреднения по времени и принять функционал $J'_2 =$

$$= M(\mathbf{H}^T \mathbf{Z} - x')^2 \text{ или его оценку } \hat{J}'_2 = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (\mathbf{H}^T \mathbf{Z}_i - x'_i)^2.$$

Если процессы $x(t)$ и $y(t)$ являются эргодическими, то усреднение по множеству экспериментов можно заменить усреднением по времени, выбрав достаточно большой интервал наблюдения, и принять

$$\hat{J}'_3 = \int_0^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Z} - x')^2 dt.$$

Функция $r(t)$ для стационарных процессов может быть лишь постоянной и поэтому выбирается равной 1.

Теперь можно сформулировать задачу идентификации в общем случае: требуется выбрать вектор $\mathbf{H}$, дающий минимум функционалу J' (или одному из функционалов J' , J'_1 , J'_2 , J'_3), или построить алгоритм минимизации функционала.

Для решения задачи минимизации функционала необходимо ответить на следующие вопросы:

Существует ли экстремум оценки качества модели в пространстве параметров модели $\mathbf{H}$ и является ли он единственным?

Какой алгоритм минимизации выбрать и будет ли этот алгоритм обеспечивать сходимость процесса минимизации к экстремальной точке?

Сколько экспериментов необходимо провести, чтобы получить требуемую статистическую оценку функционала с заданной точностью и достоверностью?

Существование и единственность экстремальной точки. 1. Пусть качество модели (2.37) оценивается функционалом (2.43). Условием минимума функционала является равенство нулю его градиента

$$\nabla J' = \frac{\partial J'}{\partial \mathbf{H}} = \left(\frac{\partial J'}{\partial h_1}, \frac{\partial J'}{\partial h_2}, \dots, \frac{\partial J'}{\partial h_{n+m+1}} \right)^T = 0. \quad (2.44)$$

Это условие экстремальной точки является необходимым и достаточным условием минимума, так как при бесконечном значении вектора $\mathbf{H}$ функционал бесконечен.

Из (2.43) имеем

$$\nabla J' = 2M \int_0^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Z} - \mathbf{x}') \mathbf{Z}^T dt. \quad (2.45)$$

Из (2.44) и (2.45) следует

$$\left\{ M \int_0^T (\mathbf{Z} \mathbf{Z}^T) r dt \right\} \mathbf{H} = M \int_0^T \mathbf{x}' \mathbf{Z}^T dt.$$

Последнее уравнение является линейным алгебраическим уравнением относительно $\mathbf{H}$. Решение этого уравнения существует и единственно тогда и только тогда, если определитель матрицы

$$M \int_0^T \mathbf{Z} \mathbf{Z}^T r dt$$

не равен нулю. Рассмотрим, при каком условии этот определитель равен нулю.

Определитель

$$\det M \int_0^T \mathbf{Z} \mathbf{Z}^T r dt = 0$$

тогда и только тогда, когда существует постоянный вектор ξ , не все компоненты которого равны 0, такой, что

$$\left\{ M \int_0^T \mathbf{Z} \mathbf{Z}^T r dt \right\} \xi = 0.$$

Умножив это равенство на ξ^T слева, имеем

$$\xi^T \left\{ M \int_0^T Z Z^T r dt \right\} \xi = M \int_0^T \xi^T Z Z^T \xi r dt = M \int_0^T (\xi^T Z)^2 r dt = 0. \quad (2.46)$$

Выражение под знаком интеграла неотрицательно; следовательно, интеграл неотрицательный. Тогда равенство (2.46) возможно, если

$$\int_0^T (\xi^T Z)^2 r dt = 0$$

с вероятностью единица. А в силу того, что подынтегральная функция тоже неотрицательная, следует

$$\xi^T Z = 0. \quad (2.47)$$

с вероятностью единица.

Подставляя в (2.47) вместо Z его выражение, получаем

$$\sum_{v=0}^n \xi_v y^{(v)} - \sum_{\mu=1}^m \xi_{n+\mu} x^{(\mu)} = 0.$$

Переходя к преобразованию Лапласа, получим

$$\sum_{v=0}^n \xi_v p^v \frac{y(p)}{\mathcal{D}(p)} - \sum_{\mu=1}^m \xi_{n+\mu} \frac{x(p)}{\mathcal{D}(p)} = \frac{\sum_{v=0}^n \xi_v p^v y(p) - \sum_{\mu=1}^m \xi_{n+\mu} p^\mu x(p)}{\mathcal{D}(p)} = 0.$$

Последнее равенство справедливо тогда и только тогда, когда числитель равен нулю.

Отсюда получаем следующую теорему.

Теорема 1. Экстремальная точка функционала J' существует и единственна тогда и только тогда, если функция $y(t)$ не является решением линейного однородного уравнения с постоянными коэффициентами вида

$$\sum_{v=0}^n \xi_v \frac{dy}{dt^v} = \sum_{\mu=1}^m \xi_{n+\mu} \frac{d^\mu x}{dt^\mu} \quad (2.48)$$

с вероятностью единица.

Заметим, что отличие уравнения (2.48) от уравнения модели (2.37) в том, что (2.48) не содержит $x(t)$, а только его производные.

2. Предлагаем читателю в качестве полезного упражнения доказать аналогичными рассуждениями следующие теоремы.

Теорема 2. Экстремальная точка функционала J' существует и единственна тогда и только тогда, если функция $y(t)$ не явля-

ется решением одного и того же уравнения вида (2.48) в каждом из k экспериментов.

Теорема 3. В случае стационарных сигналов $x(t)$ и $y(t)$ формулировка теоремы 1 справедлива и для случая функционала J'_2 , а формулировка теоремы 2 справедлива и для случая функционала J'_2 .

Теорема 4. В случае эргодического процесса экстремальная точка функционала J_3 существует и единственна тогда и только тогда, если $y(t)$ не совпадает с решением уравнения (2.48) на интервале $(0, \mathcal{T})$.

3. Оценка модели J'_1 в случае полной модели является не функционалом, а некоторой неотрицательной функцией. Так как модель является полной, то J'_1 тождественно равна нулю, если элементами вектора $\mathbf{H}$ являются соответствующие коэффициенты дифференциального уравнения объекта. Этот вектор обозначим $\mathbf{H}_0$. Кроме того, существует бесконечное множество функций $\mathbf{H}(t)$, также обращающих J'_1 тождественно в нуль.

Спрашивается, можно ли утверждать, что постоянный вектор $\mathbf{H}_0$, обращающий J'_1 в нуль, является единственным и другого постоянного вектора $\mathbf{H}$, также обращающего J'_1 в нуль, не существует.

Ответ дает теорема 5.

Теорема 5. В случае полной модели вектор $\mathbf{H}_0$, элементами которого являются коэффициенты дифференциального уравнения объекта, является единственным постоянным вектором, обращающим J'_1 в нуль тогда и только тогда, если $y(t)$ не является решением уравнения (2.48).

Доказательство. Пусть существует по крайней мере еще один постоянный вектор $\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 + \xi$ такой, что

$$J'_1 = ((\mathbf{H}_0^T + \xi^T) \mathbf{Z} - x)^2 \equiv 0.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_0^T \mathbf{Z} - x &\equiv 0, \\ (\mathbf{H}_0^T + \xi^T) \mathbf{Z} - x &\equiv 0. \end{aligned}$$

Вычитая из второго равенства первое, получаем из (2.47)

$$\xi^T \mathbf{Z} \equiv 0.$$

Дальше рассуждения аналогичны доказательству теоремы 1. Рекомендуем завершить доказательство самостоятельно.

Алгоритмы отыскания оптимальной модели. В случае существования и единственности экстремальной точки она отыскивается либо решением уравнения $\nabla J' = 0$, что, как мы увидим, требует операции обращения матрицы, либо итерационной процедурой спуска против градиента (минимизация функционала). При этом минимизируется не сам функционал, а его статистическая оценка.

1. Вычисление экстремальной точки статистической оценки функционалов J' , J'_2 , J'_3 .

В этом случае имеем уравнения для экстремальной точки $\nabla J'$:

$$\nabla J' = \frac{2}{k} \sum_{i=1}^k \int_0^T (H^T Z_i - x'_i) Z_i r dt = 0, \quad (2.49)$$

или

$$\left(\sum_{i=1}^k \int_0^T Z_i Z_i^T r dt \right) H = \sum_{i=1}^k \int_0^T x'_i Z_i r dt.$$

Отсюда вследствие того, что при выполнении условий теоремы 2 определитель матрицы

$$\sum_{i=1}^k \int_0^T Z_i Z_i^T r dt$$

не нуль, можно получить экстремальное значение H , как решение (2.49):

$$H_s = \left(\sum_{i=1}^k \int_0^T Z_i Z_i^T r dt \right)^{-1} \sum_{i=1}^k \int_0^T x'_i Z_i r dt.$$

Аналогично получаем для J'_2 и J'_3 соответственно

$$H_s = \left(\sum_{i=1}^k Z_i Z_i^T \right)^{-1} \sum_{i=1}^k x'_i Z_i \text{ и } H_s = \left(\int_0^T Z Z^T dt \right)^{-1} \int_0^T x' Z dt.$$

Для этой же цели можно использовать алгоритм градиента. Например, для статистической оценки J' можно принять алгоритм

$$dH/dt = -b \nabla J', \quad b > 0, \quad b = \text{const}, \quad (2.50)$$

или с учетом (2.49)

$$\begin{aligned} \frac{dH(t)}{dt} &= -b \frac{2}{k} \sum_{i=1}^k \int_0^T (H^T(t) Z_i(\tau) - x'_i(\tau)) Z_i(\tau) r(\tau) d\tau = \\ &= -\frac{2b}{k} \sum_{i=1}^k \left\{ \int_0^T Z_i(\tau) Z_i^T(\tau) r(\tau) d\tau H(t) - \int_0^T x'_i(\tau) Z_i(\tau) r(\tau) d\tau \right\}, \end{aligned} \quad (2.51)$$

где τ — переменная интегрирования.

Определим сходимость алгоритма (2.51). Пусть

$$H(t) = H_s + \xi(t). \quad (2.52)$$

Тогда, подставив (2.52) в (2.51), имеем

$$\frac{d\xi}{dt} = -\frac{2b}{k} \sum_{i=1}^k \int_0^{\mathcal{T}} Z_i(\tau) Z_i^T(\tau) r(\tau) d\tau \xi(t). \quad (2.53)$$

Из (2.52) следует, что $\mathbf{H}(t)$ сходится к $\mathbf{H}_\infty$, если $\xi(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$. Для получения условий сходимости умножим (2.53) слева на ξ^T , тогда

$$\begin{aligned} \xi^T \frac{d\xi}{dt} &= \frac{1}{2} \frac{d(\xi^T \xi)}{dt} = -\xi^T(t) \frac{2b}{k} \sum_{i=1}^k \int_0^{\mathcal{T}} Z_i(\tau) Z_i^T(\tau) r(\tau) d\tau \xi(t) = \\ &= -\frac{2b}{k} \sum_{i=1}^k \int_0^{\mathcal{T}} (\xi^T(t) Z_i(\tau))^2 r(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (2.54)$$

Выражение под знаком интеграла неотрицательное; следовательно, производная $d\xi^T \xi / dt$ неположительная и функция $\xi^T \xi$ невозрастающая. Функция $\xi^T \xi$ представляет собой квадрат евклидовой нормы вектора ξ , и поэтому $\xi^T \xi \geq 0$ ограничена снизу. Всякая невозрастающая ограниченная снизу функция имеет предел. Пусть

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \xi^T(t) \xi(t) \neq 0.$$

Тогда, согласно (2.54), равна нулю правая часть и, следовательно, $\xi^T Z_i(\tau) = 0$ для всех экспериментов. Из $Z_i^T(\tau) \xi(t) = 0$ и (2.53) следует $d\xi/dt = 0$ и $\xi = \text{const}$. А в этом случае уравнение $Z_i^T \xi = 0$ есть уравнение (2.47). Это значит, что не выполнено условие существования и единственности экстремальной точки. Аналогичные результаты получаются и для функционалов J'_2 и J'_3 . Рекомендуем их вывести самостоятельно.

Полученные результаты сформулируем в форме теоремы.

Теорема 6. Процедура оптимизации параметров модели по алгоритму градиента (2.50) сходится к экстремальной точке минимума статистических оценок функционалов J' , J'_2 и J'_3 тогда и только тогда, если экстремальная точка существует и единственна.

В случае использования в качестве критериев качества статистических оценок J' , J'_2 или J'_3 алгоритм минимизации (2.50) можно записать, согласно (2.51), в виде

$$d\mathbf{H}/dt = \overline{\mathcal{A}}\mathbf{H} + \overline{\mathcal{B}}, \quad (2.55)$$

где в общем случае

$$\begin{aligned} \overline{\mathcal{A}} &= -b \sum_{i=1}^k \int_0^{\mathcal{T}} Z_i(\tau) Z_i^T(\tau) r(\tau) d\tau, \\ \overline{\mathcal{B}} &= b \sum_{i=1}^k \int_0^{\mathcal{T}} x'_i(\tau) Z_i(\tau) r(\tau) d\tau, \end{aligned}$$

в случае стационарных процессов

$$\overline{\mathcal{A}} = -b \sum_{i=1}^k Z_i(\tau) Z_i^T(\tau),$$

$$\overline{\mathcal{B}} = b \sum_{i=1}^k Z_i(\tau) x'_i(\tau),$$

в случае эргодических процессов

$$\overline{\mathcal{A}} = -\int_0^{\mathcal{T}} Z(\tau) Z^T(\tau) d\tau,$$

$$\overline{\mathcal{B}} = b \int_0^{\mathcal{T}} Z(\tau) x'(\tau) d\tau,$$

где i — номер эксперимента; τ — произвольный момент времени; $\mathcal{T}$ — время эксперимента.

Матрицы $\overline{\mathcal{A}}$ и векторы $\overline{\mathcal{B}}$ вычисляются в ходе экспериментов, после чего вычисляется вектор $\mathbf{H}$ по уравнению (2.55).

Другой способ вычисления $\mathbf{H}$ — решение уравнения

$$\mathbf{H} = -\overline{\mathcal{A}}^{-1} \overline{\mathcal{B}}$$

— требует операции обращения матрицы $\overline{\mathcal{A}}$.

Вектор $\mathbf{H}$ можно вычислять в процессе проведения экспериментов по матрицам $\mathcal{A}_v$ и векторам $\mathcal{B}_v$, когда суммирование производится не до значения k , а до v ($v < k$) с последующим уточнением $\mathbf{H}$ по мере возрастания v .

2. Случай полной модели и оценки J'_1 . В силу того что определитель матрицы $\mathbf{Z}\mathbf{Z}^T$ равен 0, найти экстремальную точку решением линейного уравнения $\nabla J'_1 = 0$ невозможно. Но оказывается, что в этом случае применим алгоритм градиента типа (2.50). И если выполнено условие, что постоянный вектор, обрабатывающий J'_1 в нуль, единственный, т. е. выполнено условие теоремы 5, то алгоритм (2.50) находит экстремальную точку. Все сказанное сформулируем в форме теоремы 7.

Теорема 7. В случае полной модели процедура отыскания оптимальной модели

$$d\mathbf{H}/dt = b \nabla J'_1, \quad b > 0 \quad (2.56)$$

сходится к вектору $\mathbf{H}_0$, элементами которого являются коэффициенты дифференциального уравнения объекта, тогда и только тогда, если $y(t)$ не является решением уравнения (2.48).

Доказательство. Обозначим $\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 + \xi(t)$. Подставив в (2.56) выражение $J'_1 = (\mathbf{H}^T \mathbf{Z} - x')^2$ и $\mathbf{H}$, получаем

$$d\xi/dt = -2b \mathbf{Z} \mathbf{Z}^T \xi. \quad (2.57)$$

Умножим (2.57) слева на ξ^T :

$$\xi^T \frac{d\xi}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d\xi^T \xi}{dt} = -2b \xi^T Z Z^T \xi = -2b (Z^T \xi)^2 \leq 0. \quad (2.58)$$

Так как $\xi^T \xi$ — неотрицательная функция, а следовательно, ограничена снизу нулем и невозрастающая в силу (2.58), то $\xi^T \xi$ имеет предел. Если этот предел $\lim_{t \rightarrow \infty} \xi^T \xi = \xi_0^T \xi_0$ не равен нулю, то $\xi_0^T Z = 0$ и в силу (2.57) $d\xi_0/dt = 0$, $\xi_0 = \text{const}$. В этом случае существует постоянный вектор ξ_0 такой, что $\xi_0^T Z = 0$ (2.47). Как показано в доказательстве теоремы 1, в этом случае $y(t)$ является решением уравнения (2.48).



Рис. 2.9. Доверительный интервал

Оценка математического ожидания случайной величины. В качестве оценки функционала J' в предшествующих параграфах принято среднее арифметическое k реализаций. При этом возник вопрос, сколько экспериментов нужно провести, чтобы с требуемой

вероятностью $P_{\text{дов}}$ погрешность оценивания не превышала требуемой величины ε . Подобные вопросы возникают и в других задачах, поэтому рассмотрим проблему в общем виде.

Пусть некоторая случайная величина L является оценкой случайной величины I по результатам измерения.

Оценка называется *несмещенной*, если $ML = I$, т. е. математическое ожидание оценки совпадает с оцениваемой величиной.

Оценка называется *состоятельной*, если с ростом числа экспериментов дисперсия оценки уменьшается и стремится к нулю.

Оценка называется *эффективной*, если при любом фиксированном числе экспериментов дисперсия оценки минимальна среди всех возможных оценок.

Введем понятие доверительного интервала. *Доверительным интервалом* будем называть интервал $(l_{\min}, l_{\max})$ возможных значений случайной величины L , в который реализации случайной величины L попадают с заданной вероятностью $P_{\text{дов}}$, т. е. $P(l_{\min} \leq L \leq l_{\max}) = P_{\text{дов}}$, а вероятности выхода случайной величины L за доверительный интервал соответственно равны

$$P(L < l_{\min}) = P(L > l_{\max}) = (1 - P_{\text{дов}})/2.$$

Если известна плотность вероятности f случайной величины L , то из определения доверительного интервала легко вычислить его границы:

$$\int_{l_{\max}}^{\infty} f(x) dx = \int_{-\infty}^{l_{\min}} f(x) dx = \frac{1 - P_{\text{дов}}}{2}.$$

Обозначим $\Delta l_+ = l_{\max} - ML$, $\Delta l_- = ML - l_{\min}$, тогда с вероятностью $P_{\text{дов}}$ реализация $\tilde{l}$ случайной величины L будет находиться в доверительном интервале (рис. 2.9) или

$$\tilde{l} - \Delta l_+ \leq ML \leq \tilde{l} + \Delta l_-.$$

В качестве оценки математического ожидания случайной величины L принимаем среднее арифметическое k реализаций:

$$l_1, l_2, \dots, l_k, \quad m_l = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k l_i.$$

Величина m_l есть реализация случайной величины — оценки M_l' математического ожидания L по k экспериментам:

$$M_l' = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k L_i,$$

где L_i — случайная величина — результат i -го эксперимента, проводившегося по схеме независимых испытаний.

Легко показать, что эта оценка является несмещенной и состоятельной. Действительно, в силу того что случайные величины независимы и одинаково распределены, математическое ожидание будет равно

$$MM_l' = M \left\{ \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k L_i \right\} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k ML_i = ML \quad (2.59)$$

и дисперсия

$$\sigma_{M_l'}^2 = M \left\{ \left(\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k L_i - ML \right)^2 \right\} = \frac{1}{k} \sigma_L^2, \quad (2.60)$$

где σ_L^2 — дисперсия L .

Согласно (2.60), $\sigma_{M_l'}^2 \rightarrow 0$ при $k \rightarrow \infty$.

Можно показать, что для нормального закона эта оценка является эффективной.

После вычисления экспериментальной оценки $\tilde{m}_l$ математического ожидания случайной величины L нужно определить интервал, в котором с заданной вероятностью $P_{\text{дов}}$ находится ML , или, другими словами, определить погрешность ϵ такую, что $|ML - \tilde{m}_l| \leq \epsilon$ с вероятностью $P_{\text{дов}}$.

Для определения границ доверительного интервала необходимо знать закон распределения случайной величины M_l' — суммы независимых случайных величин с одинаковым законом распределения. При большом числе независимых слагаемых распределение достаточно хорошо описывается нормальным законом, при малом числе слагаемых ($k < 30$) нужно воспользоваться распределением Стюдента.

Чтобы воспользоваться таблицами распределения нормального закона, введем нормированную и центрированную случайную величину

$$w = (M'_i - ML) / \sigma_{M'_i}. \quad (2.61)$$

Согласно (2.59), (2.60) и (2.61), имеем

$$w = \frac{\sqrt{k} (M'_i - ML)}{\sigma_i}. \quad (2.62)$$

Тогда по таблицам нормального распределения вычисляем

$$\frac{1 - P_{\text{кон}}}{2} = \int_{w_{\max}}^{\infty} f(x) dx = 1 - \Phi(w_{\max}), \quad (2.63)$$

где $f(x)$ — плотность вероятности; Φ — функция распределения для нормального закона.

Для центрированной случайной величины w математическое ожидание $Mw = 0$, а в силу симметрии нормального закона $w_{\min} = -w_{\max}$, $\Delta w_+ = \Delta w_- = w_{\max}$.

Отсюда из (2.62)

$$\Delta m_{L+} = m_{L_{\max}} - ML = w_{\max} \frac{\sigma_i}{\sqrt{k}} = \Delta m_{L-},$$

$$\tilde{m}_i - \frac{\sigma_i w_{\max}}{\sqrt{k}} \leq ML \leq \tilde{m}_i + \frac{\sigma_i w_{\max}}{\sqrt{k}}$$

или

$$|ML - \tilde{m}_i| \leq \frac{\sigma_i w_{\max}}{\sqrt{k}} \leq \epsilon. \quad (2.64)$$

Из (2.64) по заданным значениям ϵ определяем число экспериментов:

$$k \geq \frac{\sigma_i^2 w_{\max}^2}{\epsilon^2}, \quad (2.65)$$

где $w_{\max}$ определяется, согласно (2.63), по таблицам распределения. Но дисперсия случайной величины L , как правило, неизвестна, поэтому используют статистическую оценку дисперсии

$$\sigma_i^2 = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k (L_i - M'_i)^2.$$

В порядке упражнения рекомендуем доказать, что эта оценка несмещенная и состоятельная. Разумеется, в этом случае число экспериментов нельзя знать заранее согласно (2.65), но можно в ходе экспериментов получить правило остановки.

При $k \leq 30$ вводят нормированную и центрированную случайную величину

$$w_k = \sqrt{\frac{k}{\sigma_{I'}^2}} (M_I' - ML)$$

и пользуются распределением Стьюдента, а при $k > 30$ — нормальным законом.

Рассматривая в качестве случайных величин слагающие оценки функционала

$$\int_0^T (H^T Z_i - x_i')^2 r(t) dt,$$

можно получить оценку J' такую, что $|J' - J| < \varepsilon$ с вероятностью $P_{\text{дов}}$, когда

$$k \geq \frac{\sigma_{I'}^2 w_{\max}^2}{\varepsilon^2}.$$

Влияние помех. В предшествующих параграфах рассматривались системы при очень существенных допущениях, что входной и выходной сигналы измеряются точно и возмущающие воздействия на объект не действуют. На самом же деле измерения сопряжены с погрешностями, а на объект действуют возмущающие неконтролируемые воздействия со стороны внешней среды.

Пусть $\xi(t)$ — помеха или искажение выходного сигнала под действием внешних сил на выходе объекта, а $\eta(t)$ — помеха на входе объекта, т. е. вместо сигналов $x(t)$ и $y(t)$ измеряются сигналы $y + \xi(t)$ и $x + \eta(t)$, причем помехи ξ и η взаимно независимы и не зависят от x и y . Кроме того, математические ожидания помех равны нулю. Составляющие y и ξ неразделимы, так же как x и η . В этом случае обобщенная ошибка $D'(t)$ (2.41) будет измеряться с погрешностью

$$D_n'(t) = \sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \frac{d^{\nu}(y' + \xi')}{dt^{\nu}} - \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \frac{d^{\mu}(x' + \eta')}{dt^{\mu}},$$

где ξ' и η' — результат преобразования сигналов ξ и η фильтром с передаточной функцией $1/\mathcal{D}(p)$; D_n' — обобщенная ошибка, измеренная с погрешностью.

Градиент функционала $\nabla J'$ (2.45) также будет определен с погрешностью

$$\nabla J_n' = 2M \int_0^T (H^T(Z + \Xi) - x' - \eta')(Z + \Xi) r dt, \quad (2.66)$$

где $\Xi = (\xi', \dot{\xi}', \ddot{\xi}', \dots, \overset{(n)}{\xi'}, -\dot{\eta}', -\ddot{\eta}', \dots, -\overset{(m)}{\eta'})^T$, $\nabla J_n'$ — градиент функционала J' с погрешностью.

В результате вектор $\mathbf{H}_3$ — оптимальный вектор параметров модели — окажется в общем случае смещенным. Но если известны корреляционные функции помех, то можно вычислить и несмещенный вектор $\mathbf{H}_3$.

Действительно, раскроем (2.66) и поменяем местами операции математического ожидания и интегрирования:

$$\begin{aligned} \nabla J'_n &= \left\{ 2 \int_0^T [MZZ^T + M\Xi Z^T + MZ\Xi^T + M\Xi\Xi^T] r dt \right\} \mathbf{H} - \\ &\quad - 2 \int_0^T [MZx' + M\Xi x' + MZ\eta' + M\Xi\eta'] r dt = \\ &= 2 \left\{ \int_0^T [MZZ^T + M\Xi\Xi^T] r dt \right\} \mathbf{H} - 2 \int_0^T (MZx' + M\Xi\eta') r dt. \quad (2.67) \end{aligned}$$

Остальные слагаемые под интегралами равны 0 в силу предположения о независимости сигналов и помех и центрированности помех. Следовательно, зная корреляционную матрицу помех $M\Xi\Xi^T$ и вектор $M\Xi\eta'$, из (2.67) легко получить (2.45).

Спектральные методы идентификации. Эти методы относительно просты, но применяются для получения линейной модели лишь в том случае, когда поведение объекта хорошо описывается линейным дифференциальным уравнением, входной и выходной сигналы являются стационарными процессами с нулевым математическим ожиданием. Наиболее удобны эти методы, если процессы эргодические.

Из теории случайных процессов известно, что связь спектральных плотностей входного и выходного сигналов выражается через частотную характеристику линейного звена

$$S_y(j\omega) = |W(j\omega)|^2 S_x(j\omega), \quad S_{xy}(j\omega) = W(j\omega) S_x(j\omega), \quad (2.68)$$

где $S_x(j\omega)$, $S_y(j\omega)$ — спектральные плотности входного и выходного сигналов; $S_{xy}(j\omega)$ — взаимная спектральная плотность входного и выходного сигналов; $W(j\omega)$ — частотная характеристика объекта (модели); ω — угловая частота, с^{-1} ; $j = \sqrt{-1}$.

Спектральная плотность представляет собой Фурье-изображение корреляционной функции стационарного центрированного процесса

$$\begin{aligned} S_x(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} K_x(\tau) d\tau, \\ S_y(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} K_y(\tau) d\tau, \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$S_{xy}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} K_{xy}(\tau) d\tau,$$

где $K_x(\tau)$, $K_y(\tau)$, $K_{xy}(\tau)$ — корреляционные функции входного, выходного сигналов и их взаимная корреляционная функция.

Если движение объекта (модели) описывается уравнением (2.37), то частотная характеристика имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu}(j\omega)^{\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu}(j\omega)^{\nu}}.$$

Корреляционные функции представляют собой математические ожидания центрированных процессов, в данном случае стационарных:

$$K_x(\tau) = M\{(X(t) - MX)(X(t+\tau) - MX)\},$$

$$K_y(\tau) = M\{(Y(t) - MY)(Y(t+\tau) - MY)\},$$

$$K_{xy}(\tau) = M\{(X(t) - MX)(Y(t+\tau) - MY)\}.$$

Фурье-преобразование существует только для функций абсолютно интегрируемых. Это значит, что корреляционные функции не должны быть расходящимися, т. е. формулы (2.68) справедливы лишь для устойчивых процессов.

Зная спектральные плотности, можно вычислить частотные характеристики по формулам (2.68), а затем подобрать передаточные функции или дифференциальные уравнения. Спектральные плотности вычисляются по формулам (2.69) из корреляционных функций. Корреляционные функции наиболее удобно вычислять для эргодических процессов, когда возможно операцию математического ожидания заменить усреднением по времени. Так как время наблюдения конечно, то в результате получаем статистическую оценку корреляционной функции:

$$\begin{aligned} K'_x(\tau) &= \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} \dot{x}(t) \dot{x}(t+\tau) dt, \\ \dot{x}(t) &= x(t) - \tilde{M}_x, \\ \tilde{M}_x &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt. \end{aligned} \quad (2.70)$$

В данном случае $x(t)$ — реализация случайного процесса. При $T \rightarrow \infty$ оценка (2.70) стремится к корреляционной функции с ве-

роятностью единица. Можно показать, что это оценка является несмещенной и состоятельной. Вопрос заключается в определении времени $\mathcal{T}$, чтобы погрешность оценивания с вероятностью $P_{\text{доп}}$ не превосходила значения ϵ .

Эту задачу сводят к рассмотренной выше задаче оценивания математического ожидания случайной величины следующим простым приемом. Выбирают интервал времени t' такой, чтобы значения $X(t)$ и $X(t+t')$ были практически независимы. Интервал интегрирования разбивается на участки $(it', (i+1)t')$ и тогда

$$K'_x(\tau) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k K'_{xi}(\tau),$$

$$K'_{xi}(\tau) = \frac{1}{t'} \int_{it'}^{(i+1)t'} \dot{x}(t) \dot{x}(t+\tau) dt.$$

Эти слагаемые практически независимы.

Определение остановки испытаний производится по рассмотренным выше методам. Аналогично получают оценки для $K_y(\tau)$ и $K_{xy}(\tau)$.

Активные методы эксперимента. Снятие переходной функции в условиях производства. Рассмотренные выше пассивные методы имеют несомненное достоинство в том, что не требуется дополнительное воздействие на объект с целью исследования его динамики. При этом меньше нарушается технологический режим и, следовательно, не снижается качество продукции. Однако если на объект действуют дополнительные силы, статистические характеристики которых неизвестны, или если помеха коррелирована с сигналом, то параметры модели будут измерены с погрешностью. Тогда предпочтителен активный эксперимент, при котором на вход объекта подаются специально организованные тестовые сигналы. Энергия этих сигналов сосредоточена либо в заданных временных интервалах, либо в узкой полосе частот, и поэтому реакция на тестовые сигналы легче выделяются.

Особенности активного эксперимента на действующем оборудовании в условиях производства следующие:

тестовые сигналы должны быть достаточно малыми, чтобы отклонения выходного параметра объекта не вышли за допустимые пределы;

на объект действуют случайные возмущающие силы, и изменения выходного параметра объекта под действием возмущающих сил подчас значительно превосходят изменения выходного параметра под действием тестовых сигналов;

обслуживающий персонал следит за процессом и в случае приближения выходного параметра к границам допустимой зоны вмешивается в эксперимент.

Поэтому эксперимент проводят следующим образом. В начальный момент времени обслуживающий персонал, воздействуя на исполнительные устройства, выводит параметр объекта примерно в середину допустимой зоны (рис. 2.10).

В момент времени t_{11} обслуживающий персонал оставляет исполнительные органы объекта и дается выдержка времени от t_{11} до t_{12} , необходимая для затухания реакции объекта на возмущающее воздействие. В момент времени t_{12} наносится ступенчатое возмущающее воздействие и наблюдается реакция объекта до момента времени t_{13} , когда выходной сигнал оказывается в опасной близости от границы допустимой зоны или когда реакция объекта практически должна затухнуть. В момент времени t_{13} вновь вступает в работу обслуживающий персонал и возвращает выходной параметр $y(t)$ примерно в середину допустимой зоны на интервале (t_{13}, t_{21}) . Далее эксперимент повторяется, т. е. дается выдержка (t_{21}, t_{22}) , в момент t_{22} наносится ступенчатое воздействие и наблюдается процесс на интервале (t_{22}, t_{23}) и т. д.

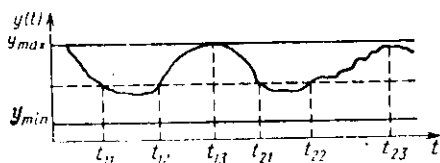


Рис. 2.10. График эксперимента

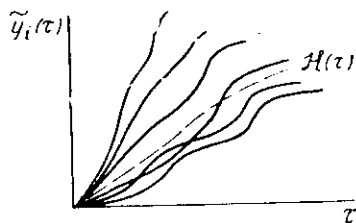


Рис. 2.11. Результаты эксперимента

Затем строятся графики $\tilde{y}_i(\tau)$, где $\tilde{y}_i(\tau) = y(t_{12} + \tau) - y(t_{12})$ при $0 \leq \tau \leq t_{13} - t_{12}$ (рис. 2.11).

По этим графикам определяется оценка переходной функции как среднееарифметическое значение

$$\mathcal{H}(\tau) = \frac{1}{k_\tau} \sum_{i=1}^{k_\tau} \tilde{y}_i(\tau),$$

где суммируются только функции, которые определены при данном значении τ ; k_τ — число таких функций.

Если все ступенчатые воздействия одинаковые, а возмущающие воздействия и объект стационарны, то легко видеть, что математическое ожидание $M\mathcal{H}(\tau)$ совпадает с переходной функцией объекта, умноженной на величину возмущающего воздействия, $\mathcal{H}(\tau)$ является несмещенной и состоятельной оценкой переходной функции. Число экспериментов, точнее — правило останова, может быть получено с помощью рассмотренных выше методов оценивания.

По переходной функции можно подобрать весовую функцию или дифференциальное уравнение выбранного класса.

Активный эксперимент. Снятие частотной характеристики в производственных условиях. Особенности эксперимента те же самые, что и при снятии переходной функции. Будем полагать при этом, что возмущающее воздействие представляет собой стационарный случайный процесс. В силу малости входного синусоидального сигнала амплитуда выходной синусоиды мала по сравнению со случайными возмущениями.

Пусть входной тестовый синусоидальный сигнал $x(t) = a \sin \omega t$. Тогда выходной сигнал объекта равен

$$y(t) = a |W(j\omega)| \sin(\omega t + \varphi) + \zeta(t),$$

где $\zeta(t)$ — случайный процесс, помеха или реакция на возмущающие воздействия; $W(j\omega)$ — частотная характеристика объекта; φ — сдвиг по фазе выходного сигнала относительно входного; $\varphi(\omega)$ — фазовая частотная характеристика.

Для измерения частотных характеристик воспользуемся корреляцией $y(t)$ во времени с входным сигналом на интервале $\mathcal{T}k$, где k — целое число; $\mathcal{T} = 2\pi/\omega$:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_1 &= \frac{2}{\mathcal{T}k} \int_0^{\mathcal{T}k} y(t) \sin \omega t \, dt = \frac{2}{\mathcal{T}k} \int_0^{\mathcal{T}k} [a |W| \sin(\omega t + \varphi) + \zeta] \sin \omega t \, dt = \\ &= \frac{2}{\mathcal{T}k} a |W| \int_0^{\mathcal{T}k} \frac{\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)}{2} \, dt + \varepsilon_1 = a |W| \cos \varphi + \varepsilon_1, \end{aligned}$$

где

$$\varepsilon_1 = \frac{2}{\mathcal{T}k} \int_0^{\mathcal{T}k} \zeta(t) \sin \omega t \, dt.$$

Аналогично,

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_2 &= \frac{2}{\mathcal{T}k} \int_0^{\mathcal{T}k} y(t) \cos \omega t \, dt = a |W| \sin \varphi + \varepsilon_2, \\ \varepsilon_2 &= \frac{2}{\mathcal{T}k} \int_0^{\mathcal{T}k} \zeta(t) \cos \omega t \, dt. \end{aligned}$$

В силу стационарности процесса $\zeta(t)$ и его независимости от $\sin \omega t$ имеем $M\varepsilon_1 = M\varepsilon_2 = 0$ и $M\mathcal{R}_1 = a |W| \cos \varphi$, $M\mathcal{R}_2 = a |W| \sin \varphi$.

Тогда $\mathcal{R}_1$ и $\mathcal{R}_2$ являются статистическими оценками соответственно значений $a |W| \cos \varphi$ и $a |W| \sin \varphi$:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_1 &= \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \frac{2}{T} \int_{T(i-1)}^{T i} y(t) \sin \omega t dt; \quad \mathcal{R}_2 = \\ &= \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \frac{2}{T} \int_{T(i-1)}^{T i} y(t) \cos \omega t dt. \end{aligned}$$

Величину k (точнее, правило остановки) находим рассмотренными выше методами. По $\mathcal{R}_1$ и $\mathcal{R}_2$ вычисляем оценки:

$$\begin{aligned} |W| &= \frac{1}{a} \sqrt{\mathcal{R}_1^2 + \mathcal{R}_2^2}, \quad \operatorname{tg} \varphi = -\frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1}, \\ \varphi &= \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1} & \text{при } \mathcal{R}_1 > 0, \\ \operatorname{arctg} \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1} + \pi & \text{при } \mathcal{R}_1 < 0, \\ \frac{\pi}{2} \operatorname{sgn} \mathcal{R}_2 & \text{при } \mathcal{R}_1 = 0. \end{cases} \end{aligned}$$

Задавая различные значения ω , строим частотную характеристику.

§ 2.3. Методы моделирования

Как уже отмечалось в предшествующих разделах, математические модели объектов управления служат различным целям. Если модель используется для аналитического конструирования устройств управления, то желательно, чтобы такая модель относилась к классу, для которого существует хорошо развитый математический аппарат. Таким классом являются линейные дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами, поэтому в рассмотренных примерах составлялись линейные дифференциальные уравнения при малых отклонениях. При выводе многих моделей делаются упрощающие допущения. В результате адекватность моделей объекту может быть относительно невысокой. Следовательно, результаты аналитического расчета нуждаются в экспериментальной проверке. Первым шагом в этом направлении является моделирование динамики процессов управления технологическими установками. При моделировании используется более сложное описание объекта и, следовательно, более близкое объекту, чем при аналитическом расчете.

Аналоговое моделирование. Для моделирования процессов используются аналоговые вычислительные машины АВМ, которые содержат элементы, выполняющие следующие функции:

усилители-сумматоры выполняют операции инвертирования, умножения на постоянное число, сложения нескольких сигналов, взятых со своими весовыми коэффициентами;

интеграторы выполняют операцию интегрирования одного или суммы нескольких входных сигналов, взятых со своими коэффициентами;

диодные преобразователи позволяют воспроизводить нелинейную кусочно-ломаную функцию одной переменной;

квадраторы возводят переменную в квадрат;

множительные устройства перемножают сигналы двух переменных;

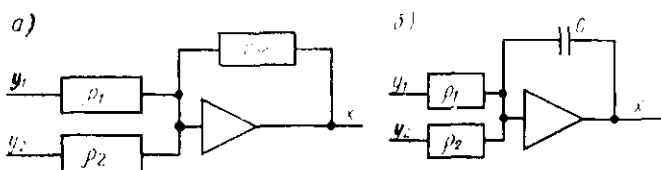


Рис. 2.12. Элементы АВМ:

а — сумматор; б — интегратор

релейные коммутирующие элементы выполняют переключение цепей в зависимости от управляющих сигналов;

резисторы и емкости служат для построения линейных фильтров.

Интеграторы и сумматоры строятся на основе усилителей с глубокой обратной связью (рис. 2.12).

Коэффициент усилителя-инвертора выбирают очень большим, поэтому напряжение непосредственно на входе усилителя можно считать пренебрежимо малым. Это имеет место, если сумма токов в узле равна нулю, т. е. если

$$y_1 p_1 + y_2 p_2 + x p_{oc} = 0,$$

где p_i — проводимость элементов; p_{oc} — проводимость элемента обратной связи, отсюда

$$x = -\frac{p_1}{p_{oc}} y_1 - \frac{p_2}{p_{oc}} y_2.$$

В случае интегратора в обратной связи стоит конденсатор, его проводимость равна Cp , тогда

$$x = -\frac{p_1}{Cp} y_1 - \frac{p_2}{Cp} y_2,$$

где p — оператор Лапласа.

Таким образом, над входными сигналами производится операция интегрирования.

Для получения схемы набора целесообразно записать уравнения моделирующей системы в форме Коши, т. е. в форме системы уравнений первого порядка, разрешенных относительно производной:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, x_2, \dots, x_n, t, \xi, u), \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1, x_2, \dots, x_n, t, \xi, u), \\ &\vdots \\ \frac{dx_n}{dt} &= f_n(x_1, x_2, \dots, x_n, t, \xi, u), \end{aligned} \right\} \quad (2.71)$$

Затем пользователь с помощью имеющихся элементов наборного поля реализует функции, стоящие в правой части системы (2.71), и подает сигналы $f_1, f_2, \dots, f_n$ на входы интеграторов. В результате интегрирования получаются сигналы $x_1, x_2, \dots, x_n$, которые, в свою очередь, используются в устройствах вычисления функций $f_1, f_2, \dots, f_n$. Для решения уравнений необходимо ввести начальные значения переменных состояния. Последние вводятся на интеграторы с пульта управления. Процесс интегрирования уравнений начинается командой «Пуск» и может быть остановлен в любой момент командой «Стоп». Команды подаются нажатием кнопок на пульте АВМ. Результаты интегрирования выдаются на индикаторы (вольтметры, осциллографы, самописцы).

Если математическая модель задана в форме передаточной функции, например

$$X(p) = \frac{\sum_{\mu=0}^m \delta_{\mu} p^{\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} p^{\nu}} u(p), \quad (2.72)$$

то приведение к форме Коши можно, в частности, выполнить следующим образом.

Введем промежуточную переменную

$$Z(p) = \frac{1}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} p^{\nu}} u(p), \quad X(p) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} p^{\mu} Z(p). \quad (2.73)$$

Система (2.73) эквивалентна (2.72). Переходя к оригиналам, имеем уравнение

$$\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \frac{d^{\nu} z(t)}{dt^{\nu}} = u(t), \quad x(t) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \frac{d^{\mu} z(t)}{dt^{\mu}}.$$

Последние уравнения приводятся к форме Коши введением переменных $z_1 = z$, $z_i = dz_{i-1}/dt$ ($i = 2, 3, \dots, n$). Тогда

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= z_2, \quad \frac{dz_2}{dt} = z_3, \dots, \frac{dz_{n-1}}{dt} = z_n, \\ \frac{dz_n}{dt} &= -\sum_{\nu=0}^{n-1} \frac{a_{\nu}}{a_n} z_{\nu+1} - \frac{1}{a_n} u, \\ x &= \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z_{\mu+1}. \end{aligned}$$

Структурная схема приведена на рис. 2.13.

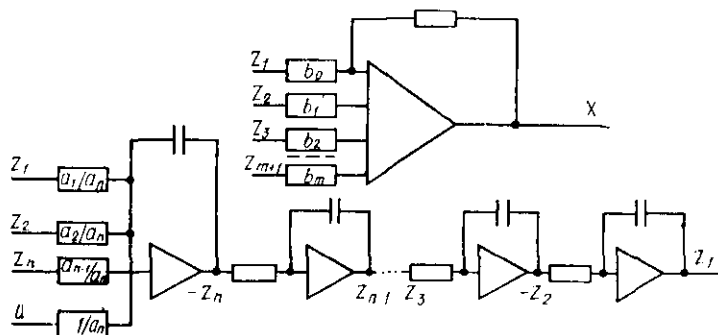


Рис. 2.13. Структурная схема аналогового моделирования

Для получения нужных знаков переменных в схему добавляются инверторы.

Полунатурное моделирование. Полунатурное моделирование — это исследование динамики систем на АВМ совместно с реальными элементами систем. Такое моделирование дает большее соответствие результатов моделирования эксперименту, так как для части системы модель звеньев заменяется реальными звеньями.

Необходимость полунатурного моделирования возникает, если: объект управления еще находится в стадии проектирования, а элементы устройств управления уже изготовлены;

объект не может испытываться в лабораторных условиях;

элементы устройства управления имеют нелинейные характеристики, которые при составлении их уравнений не учитывались или заменялись линейными;

проведение экспериментов по настройке регулятора на объекте дорого.

Для проведения полунатурного моделирования необходимо иметь сопрягающие устройства для связи АВМ с внешними элементами (потенциометры, следящие системы и т. д.).

Структура системы полунатурного моделирования представлена на рис. 2.14. В объект включают также датчики выходного сигнала, специфические исполнительные устройства, генератор возмущающих воздействий.

Если преобразующие элементы инерционны, то необходимо хотя бы частично скомпенсировать инерционность введением в модель фазопередающих (форсирующих) звеньев.

Цифровое моделирование систем автоматического управления на ЭВМ. Задачи цифрового моделирования те же самые, что и моделирования систем на АВМ. Основано цифровое моделирование на решении дифференциальных уравнений.

Цифровое моделирование по сравнению с аналоговым имеет свои достоинства и недостатки.

Достоинство заключается в большей гибкости ЦВМ. На АВМ можно реализовать лишь те функции, которые допускаются весьма ограниченным набором функциональных элементов. ЦВМ лишена этого ограничения. Здесь могут моделироваться системы с самыми разнообразными правыми частями с постоянными и переменными коэффициентами, но возникают трудности с выбором шага дискретизации.

Поясним это на примере. Пусть необходимо решить дифференциальное уравнение

$$T \frac{dx}{dt} + x = 0$$

при начальных условиях $x(0) = x_0$.

Аналитическое решение имеет вид $x(t) = x_0 \exp \left\{ -\frac{t}{T} \right\}$. При решении уравнения цифровым методом производят замену дифференциального уравнения разностным с шагом Δt :

$$T \frac{x((n+1)\Delta t) - x(n\Delta t)}{\Delta t} + x(n\Delta t) = 0.$$

Обозначив $x(n\Delta t) = x[n]$, имеем

$$x[n+1] = \left(1 - \frac{\Delta t}{T} \right) x[n].$$

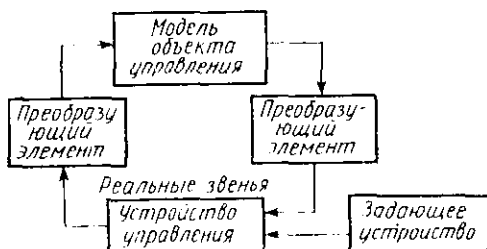


Рис. 2.14. Схема полунатурного моделирования

Решение этого уравнения

$$x[n] = x_0 \left(1 - \frac{\Delta t}{T}\right)^n.$$

Из последнего выражения следует, что решение разностного уравнения при $\Delta t > T$ представляет колебательный процесс, а при $\Delta t > 2T$ — расходящийся.

Поэтому шаг интегрирования должен быть достаточно малым. Но если шаг интегрирования слишком мал, то процесс решения затягивается, так как каждый шаг интегрирования системы дифференциальных уравнений связан с большим объемом вычислений. Разработан ряд процедур численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, в том числе и процедуры с переменным шагом.

Сущность метода *интегрирования с переменным шагом* заключается в том, что вычисляется норма изменения решения $\|x[n] - x[n-1]\|$ за один шаг при выбранной величине Δt , за два шага при величине шага $\Delta t/2$. Если погрешность нормы изменения решения x превышает заданное значение, то производится уменьшение шага, и наоборот. Однако этот алгоритм требует увеличения числа шагов и, кроме того, плохо работает при скачкообразных изменениях в правой части дифференциальных уравнений.

В настоящее время у нас в стране и за рубежом разработаны пакеты прикладных программ для моделирования и оптимизации, т. е. отыскания наилучших параметров автоматических систем. Эти программы позволяют вести работу с ЭВМ в диалоговом режиме, написаны на специальном проблемно-ориентированном языке, очень удобном для пользователей. Библиотека пакета содержит целый ряд типовых элементов систем управления и программ для обработки.

Комбинированное моделирование. Как ясно из изложенного выше, на АВМ достаточно просто решаются дифференциальные уравнения, но выполнение ряда нелинейных преобразований, логических операций и целый ряд других вычислительных процедур легче и проще выполняется на ЦВМ. Поэтому естественным решением является объединение этих средств и создание аналого-цифровых вычислительных комплексов или комбинированных вычислительных машин.

Аналого-цифровая вычислительная система является наиболее совершенной формой использования этих двух видов вычислительной техники. Она представляет собой соединение аналоговой и цифровой вычислительных машин через устройство сопряжения, позволяющее обрабатывать команды и сигналы в тех частях системы, где это целесообразнее. Ведущее положение занимает ЦВМ, на которую возлагаются также функции организации и управления процессом вычисления. Для успешной работы обе ЭВМ

должны быть согласованы, т. е. обеспечена программная и схемная совместимость.

В АВМ происходит параллельная обработка информации — одновременное решение систем дифференциальных уравнений. В ЦВМ — последовательная (параллельно-последовательная в мультипроцессорной системе), поэтому решение динамических задач на ЦВМ проводится в замедленном времени. Так как диапазон изменения переменных в АВМ ограничен зоной линейности усилителей, возникает необходимость масштабирования задачи, т. е. выбора масштабных коэффициентов для переменных. АВМ и ЦВМ, входящие в систему, могут использоваться и самостоятельно.

§ 2.4. Применение моделей в автоматических системах

Модели объектов управления применяются в автоматических системах для формирования управляющих сигналов. Среди возможных форм применения моделей отметим следующие:

определение параметров объектов и аналитическая подстройка регулятора;

оценка возмущающего воздействия и его характеристик;

оценка состояния системы;

вычисление управляющего воздействия.

Структурная схема системы с аналитической настройкой регулятора приведена на рис. 2.15. Для управления объектом с медленно изменяющимися параметрами применяется метод аналитической подстройки регулятора, сущность которого заключается в том, что заранее выбирается (рассчитывается) настройка параметров B регулятора в зависимости от значений параметров A объекта. Эта зависимость $B=f(A)$ требуемых параметров регулятора от параметра объекта закладывается в вычислительное устройство.

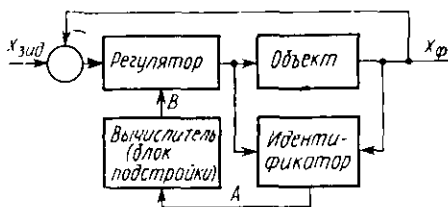


Рис. 2.15. Структурная схема системы с аналитической подстройкой регулятора

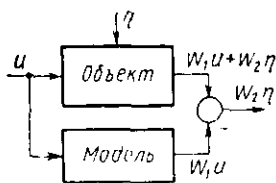


Рис. 2.16. Структурная схема оценки неконтролируемых возмущающих воздействий

Идентификатор — устройство оценки параметров оптимальной модели — непрерывно вычисляет оценки параметров A и передает их в вычислительное устройство, которое вычисляет требуемые

параметры регулятора B по заранее вложенной функциональной зависимости $B=f(A)$ и вводит вычисленные значения в регулятор.

Достоинство этой схемы — относительная простота и быстрота контура подстройки регулятора. В этой схеме не требуется поиск оптимальных параметров регулятора в процессе работы. Значения этих параметров вычисляются заранее и закладываются в вычислительное устройство. В процессе работы не требуется блок оценки качества системы. Однако для оценки параметров объекта,

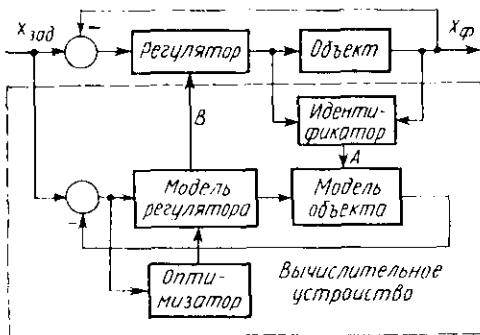


Рис. 2.17. Структурная схема самонастраивающейся системы, использующей моделирование в ускоренном времени

подстройки.

С помощью модели может быть получена оценка неконтролируемых возмущающих воздействий на объект. Пусть на объект действует контролируемое воздействие u и неконтролируемое аддитивное возмущающее воздействие η . Выходной сигнал объекта равен сумме $W_1 u + W_2 \eta$, где W_1 и W_2 — операторы (передаточные функции) по каналам передачи управляющего и возмущающего воздействий соответственно.

Если операторы W_1 и W_2 известны, а сигнал u наблюдаем, то, используя модель с оператором W_1 согласно структурной схеме рис. 2.16, получаем сигнал $W_2 \eta$, который может быть использован при формировании управляющего воздействия.

Модель может использоваться также для оценки состояния системы или вычисления оценок координат объекта, не доступных измерению. Для этого на основании уравнений модели строится восстанавливающий фильтр, называемый фильтром Калмана — Бьюси*. Этот фильтр позволяет получать оптимальные оценки состояния, т. е. всех координат объекта.

Вычисление управляющего воздействия или закона управле-

т. е. для настройки модели, требуется определенное время наблюдения, необходимое для идентификации, поэтому эти системы могут применяться для относительно медленно меняющихся объектов.

Недостаток этой системы заключается также в том, что в силу погрешностей оценки параметров объекта и неадекватности модели объекту может оказаться, что выбранные параметры регулятора не оптимальны и требуют дополнительной

* Рей У. Методы управления технологическими процессами. М., 1983. 386 с.

ния осуществляется также с помощью модели различными способами.

Если требуется перевести объект с одного режима на другой и выбран критерий качества процесса и статистические характеристики возмущающего воздействия, то можно определить управляющее воздействие как функцию оценок координат объекта, полученных с помощью модели. Однако для этого необходимо знание закона изменения во времени параметров объекта.

Если законы изменения параметров заранее не известны или отсутствуют теоретические методы выбора управляющего воздействия, то в ряде случаев остается возможность моделирования процессов управления в ускоренном времени, оптимизации и выбора предпочтительного варианта. Схема системы приведена на рис. 2.17.

Контрольные вопросы

1. Что такое модель? В чем разница между математической и физической моделью? 2. В чем заключаются противоречия модели? 3. Выведите линеаризованное уравнение инфракрасной печи. 4. Составьте линеаризованное уравнение идеального смесителя. 5. Приведите уравнение линейной модели и квадратичного функционала для общего случая, случая стационарной системы, случая эргодического процесса в объекте, случая полной модели. 6. Что такое статистическая оценка функционала? 7. Сформулируйте условия существования и единственности оптимальной модели для разных функционалов. 8. Сформулируйте условия сходности алгоритмов оптимизации модели для разных функционалов. 9. Что такое несмещенная, состоятельная и эффективная оценки? 10. Что такое доверительный интервал? 11. Что такое математическое ожидание? дисперсия? 12. В каком случае можно получить несмещенную оценку вектора $\mathbf{H}$ при действии помех? В чем скажется действие помех в этом случае? 13. Как определяется модель объекта по спектральным плотностям? 14. Что такое спектральная плотность? корреляционная функция?

Задачи для упражнений

1. Линеаризуйте модель химического реактора. 2. Составьте модель части известного вам технологического объекта. 3. Докажите теорему 2. 4. Докажите теорему 3. 5. Докажите теорему 4. 6. Докажите теорему 5. 7. Докажите теорему 6 для функционалов J_2' и J_3' . 8. Докажите теорему 7. 9. Докажите, что среднеарифметическое результатов независимых экспериментов есть несмещенная и состоятельная оценка. 10. Задайтесь 30 различными произвольно выбранными числами. Определите по этой выборке оценку математического ожидания и найдите доверительный интервал с $P_{\text{доп}}=0,95$. 11. Напишите выражение статистической оценки дисперсии и докажите ее несмещенность. 12. Покажите, что оценка (2.70) математического ожидания и корреляционной функции несмещенная и состоятельная. 13. Докажите, что оценки $\mathcal{R}_1$ и $\mathcal{R}_2$ являются состоятельными и несмещенными. 14. Составьте схему моделирования теплового объекта на АВМ.

ГЛАВА 3

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

§ 3.1. Измерительная информация и ее роль в технологическом процессе

Производство интегральных микросхем (ИМС) является сложным, прецизионным, многокомпонентным процессом, состоящим из огромного количества различных технологических операций. Количество и качество продукции, получаемой после каждой технологической операции, находятся в прямой зависимости от степени охвата контролем и управлением физико-химических процессов, участвующих в производстве ИМС. При этом одним из важнейших условий достижений успеха в производстве является чистота применяемых материалов и технологических сред. Совокупность перечисленных факторов определяет как принципиальную возможность получения ИМС, так и основные достижимые электрофизические параметры.

Трудоемкость контрольно-измерительных операций достигает 40—50% от общей трудоемкости изготовления ИМС, и становится очевидным, что уровень качества и объем производства ИМС во многом определяется уровнем развития средств измерения и контроля в микроэлектронике.

Применительно к производству ИМС контроль — это проверка соответствия параметров технологических процессов, которые определяют качество готовой продукции (ИМС), а также структур, кристаллов, техническим требованиям. В зависимости от стадий жизни ИМС (производство, хранение, эксплуатация) различают производственный контроль (контроль производственного процесса и его результатов на стадии изготовления ИМС) и эксплуатационный контроль (контроль на стадии эксплуатации ИМС).

Производственный контроль включает в себя:

- контроль технологических процессов (технологических сред, режимов, параметров процессов, в том числе входной контроль исходных материалов, используемых в производственном процессе);

- операционный контроль продукции или процесса во время выполнения или после завершения определенной операции;

- приемочный контроль готовой продукции (так называемый финишный контроль).

Принимая во внимание, что интегральные микросхемы являются массовой продукцией (тиражность некоторых серий ИМС достигает десятков и сотен миллионов штук в год), очевидно, что операции контроля их параметров должны осуществляться с высоким быстродействием, что возможно только в случае использования автоматических средств контроля.

Анализ технологического процесса производства ИМС (см. гл. 1) позволяет представить реальный объем и степень необходимости измерительной информации, необходимой для его реализации.

Из многочисленных контрольно-измерительных операций значительная их часть выполняется оператором визуально, с помощью микроскопа, что, безусловно, приводит к субъективности полученной оценки результата контроля при весьма низкой производительности труда. В настоящее время проводятся достаточно активно, в том числе и при непосредственном участии авторов, работы по автоматизации визуального контроля дефектов внешнего вида. Решение этой проблемы является одной из актуальнейших задач как в нашей стране, так и за рубежом, так как данный вид контрольно-измерительных операций представляет собой наиболее узкое место и не позволяет решить вопрос создания автоматизированного производства ИМС.

Задача финишного контроля — проведение испытаний изготовленных ИМС на их соответствие требованиям как по электрическим, так и по эксплуатационным параметрам. Все виды испытаний ИМС можно подразделить на механические, климатические, электрические, испытания на герметичность, на безотказность и долговечность (электротермотренировка).

Из всех операций финишного контроля ИМС наиболее сложной с научной и технической точки зрения является контроль их электрических параметров. Проблема контроля цифровых ИМС заключается в необходимости проведения огромного количества контрольных тестов, которое неимоверно возрастает с повышением степени интеграции БИС. В настоящее время практически невозможно проверить большие интегральные схемы оперативных запоминающих устройств (БИС ОЗУ) и микропроцессоров (БИС МП) во всех возможных режимах их работы. В связи с этим ведутся активные поиски методов эффективного контроля цифровых БИС, в частности методов стохастического контроля, обеспечивающих достаточно высокую достоверность контроля за приемлемый отрезок времени контроля.

Другой проблемой контроля цифровых БИС является контроль их динамических параметров, так как в этом случае возникает необходимость измерения малых временных отрезков (доли наносекунды) при большой тактовой частоте (десятки мегагерц). Контроль таких величин создает большие схемотехнические и конструктивные трудности.

Трудность контроля аналоговых ИМС заключается в необходимости совмещения высокоточных измерений аналоговых величин с одновременим высоким быстродействием (при контроле динамических параметров).

С ростом степени интеграции особую роль приобретает контроль и управление параметрами технологических сред и микро-

климата, так как изготовление ИМС становится возможным только при условии применения особо чистых веществ и обеспечения особо чистых условий производства, технологических сред и микроклимата.

К технологическим средам в микроэлектронике относятся технологические газы (азот, аргон, кислород, водород, сжатый воздух), деионизованная вода. Контролируемыми являются следующие примеси: кислород в восстановительной и нейтральной средах, водород в окислительной и нейтральной средах, пары воды во всех средах, углеродсодержащие примеси во всех средах, частицы пыли во всех средах, частицы масла во всех средах, удельное сопротивление деионизованной воды. Допустимые концентрации примесей в газах, поступающих в технологическое оборудование, устанавливаются ОСТ 11.050.003—83.

Под микроклиматом как технологической средой, участвующей в изготовлении микросхем, подразумевается атмосферный воздух, в котором находятся пластины как в процессе проведения технологических операций (например, операций контроля), так и между ними (например, перед загрузкой в ванны химической обработки, перед загрузкой в установки плазмохимической обработки, магнетронного распыления, диффузионные печи и т. д.).

Определяющими параметрами микроклимата являются запыленность, температура, относительная влажность воздушной среды, а также скорость ламинарных воздушных потоков.

В гл. 9 приведены параметры, методы и технические средства контроля микроклимата и управления им. В последние годы отечественной промышленностью создан ряд контрольно-измерительных приборов, значительно облегчающих задачу анализа параметров технологического процесса и технологических сред. Однако непрерывное повышение степени интеграции ИМС, применение новых материалов предъявляют все более высокие требования к качеству, объему и оперативности контроля. Это вызывает необходимость совершенствования существующих и разработки новых методов и технических средств для измерения и контроля в микроэлектронике и объединения этих технических средств в комплекс автоматического контроля и управления параметрами технологического процесса производства изделий микроэлектроники.

§ 3.2. Структурные схемы ИИС

Информационно-измерительные системы (ИИС) предназначены для автоматического получения количественной информации непосредственно от изучаемого объекта путем процедур измерения и контроля, обработки этой информации и выдачи ее в виде совокупности чисел, графиков и т. д. В ИИС объединяются технические средства, начиная от датчиков и кончая устройствами выдачи информации, а также программное обеспечение, необходимое

для управления работой собственно системы и позволяющее решать в ИИС измерительные и вычислительные задачи.

В настоящее время ИИС — это в основном информационно-управляющие системы и информационно-вычислительные комплексы, в которых осуществляется полный замкнутый цикл обработки информации — от получения измерительной информации об объекте до ее обработки, принятия соответствующих решений и выдачи команд управления на объект без участия оператора. В состав таких систем входят универсальные или специализированные ЭВМ. Их применение позволяет обрабатывать огромные массивы измерительной информации. Алгоритм работы таких систем программно-управляемый, легко перестраивается при изменении режимов работы или условий эксплуатации объекта. Улучшение многих характеристик ИИС было достигнуто благодаря использованию больших интегральных микросхем, микропроцессоров, микропроцессорных наборов, включая запоминающие устройства (ЗУ) большой емкости и микроЭВМ, появлению измерительных устройств с высокими метрологическими характеристиками.

Качественно новые возможности при создании и эксплуатации ИИС были получены при применении стандартных цифровых интерфейсов и промышленных функциональных блоков, совместимых между собой по информационным, метрологическим, энергетическим и конструктивным характеристикам.

В микроэлектронике ИИС необходимы для контроля параметров технологических процессов, межоперационного и финишного контроля готовой продукции, для контроля и управления параметрами технологических сред и микроклимата, а также для входного контроля изделий микроэлектроники у потребителя.

Структура, характеристики и конструктивные особенности ИИС определяются областью ее применения. Так, например, ИИС для контроля и управления параметрами технологических сред и микроклимата характеризуется большим количеством объектов контроля, расположенных на значительном расстоянии друг от друга. Это обстоятельство делает необходимым реализацию ИИС по децентрализованному принципу, когда конструктивно ИИС рассредоточена, т. е. отдельные ее части (устройства согласования) максимально приближены к источникам информации (датчикам) с целью минимизации потерь измерительной информации. С другой стороны, учитывая сравнительно медленное изменение во времени контролируемых параметров, к ИИС не предъявляют высоких требований по быстродействию. В отличие от этого ИИС для контроля электрических параметров ИМС должны обладать максимально возможным быстродействием и конструктивно выполнены по централизованному принципу.

Однако, несмотря на большое многообразие ИИС, они могут быть представлены рядом обобщенных структурных схем, охватывающих подавляющее большинство возможных вариантов реа-

лизации ИИС. Для простых систем, предназначенных для измерения небольшого количества величин, с относительно невысоким быстродействием характерна структурная схема, представленная на рис. 3.1. Информация о значениях физических величин объекта воспринимается измерительными преобразователями (ИП). Выходные электрические сигналы с ИП через коммутатор (Км) поочередно поступают на выходной передающий преобразователь (ВП), согласующий выходы ИП с каналом связи (КС) -- проводным или воздушным. На приемной стороне канала связи приемный преобразователь (ПП) выделяет информационный сигнал, который затем поступает на устройство аналоговой обработки сигналов (УАО), где производится первичная обработка и усиление измерительного сигнала. Далее сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию при помощи АЦП и поступает на индикатор результатов измерения (ИР). Оценку полученной информации и выработку управляющих воздействий осуществляет оператор.

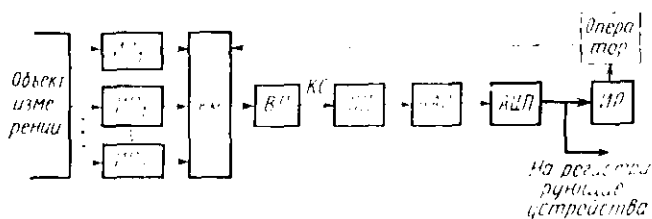


Рис. 3.1. Структурная схема ИИС с аналоговым коммутатором

Более предпочтительной является структура, в которой АЦП расположен на передающей стороне системы, так как в этом случае по КС осуществляется передача информации в цифровой форме, обладающей значительно большей помехозащищенностью. Для уменьшения количества линий связи в КС в этом случае можно использовать принцип последовательной передачи выходного кода АЦП. На приемной стороне системы происходит прием информации и преобразование ее в параллельный код для дальнейшей обработки и регистрации.

Все элементы системы, стоящие в измерительном канале между измерительным преобразователем и каналом связи (масштабирующие вторичные преобразователи, АЦП, коммутаторы и т. д.), образуют так называемые устройства согласования с объектом (УСО), которые по своему структурному построению подразделяются на УСО параллельные, последовательные и последовательно-параллельные.

В параллельных УСО каждый измерительный канал имеет собственный АЦП (рис. 3.2), при этом общий для всех каналов коммутатор осуществляет коммутацию на выходную магистраль (ли-

нию связи с микроЭВМ) цифровых информационных сигналов с АЦП всех каналов. Вполне очевидно, что быстродействие и точность ИИС с такой структурой максимальны. Действительно, так как в каждом измерительном канале выходная информация (на входе коммутатора) присутствует постоянно в цифровой форме, то время опроса $(\tau_{оп})_{пар}$ всех ИП в параллельной системе будет определяться частотой переключения цифрового коммутатора $f_{км} = 1/\tau_{км}$ и значение $(\tau_{оп})_{пар}$ (т. е. быстродействие системы) не зависит от времени преобразования АЦП $\tau_{АЦП}$, т. е.

$$(\tau_{оп})_{пар} = n\tau_{км},$$

где n — общее количество ИП в системе; $\tau_{км}$ — время одного переключения коммутатора.

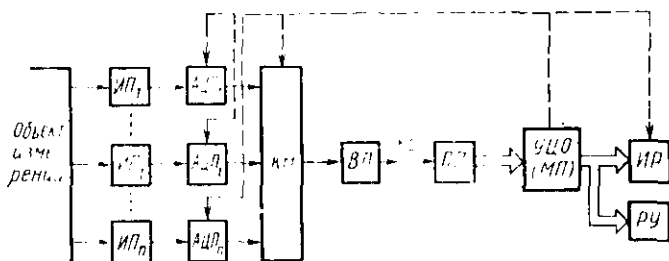


Рис. 3.2. Структурная схема ИИС с цифровым коммутатором

Кроме того, поскольку в этом случае используется цифровой коммутатор, при коммутации цифрового информационного сигнала на линию связи потеря информации практически отсутствует.

В последовательных УСО осуществляется коммутация выходных аналоговых сигналов ИП с помощью аналогового коммутатора, имеющего $\tau_{км}^*$, выходной аналоговый сигнал которого затем преобразуется с помощью АЦП в цифровую форму и поступает на линию связи. Естественно, что в этом случае значение $\tau_{оп}$ значительно больше и в основном будет определяться быстродействием АЦП:

$$(\tau_{оп})_{послед} = n(\tau_{км}^* + \tau_{АЦП}).$$

При этом погрешность системы может значительно возрасти из-за погрешности коммутации аналоговых выходных сигналов ИП. Достоинством этой структуры ИИС является сокращение аппаратных затрат, так как в этом случае необходим только один АЦП вместо n для УСО параллельного типа. Такую структуру ИИС целесообразно использовать для контроля и обработки измерительной информации сравнительно медленных процессов.

Последовательно-параллельные УСО оптимальны для специализированных, ориентированных на конкретное применение ИИС.

В таких УСО сигналы с ИП объединены в группы с одинаковыми временами и погрешностью преобразования информационных сигналов. Внутри группы реализуется принцип последовательной обработки, а между группами — параллельный. Время преобразования при этом больше, чем в параллельных УСО, но меньше, чем в последовательных:

$$(\tau_{оп})_{послед-парал} = n\tau_{км} + m\tau_{АПЦ},$$

где $m = n/k$ — количество каналов в каждой группе при равномерном распределении; k — количество групп.

На приемной стороне КС ИИС после выделения цифрового информационного сигнала осуществляется ряд операций обработки, характерных для простых систем сбора информации (усреднение, сравнение, вычитание постоянных составляющих, накопление и хранение информации и др.). Эти операции выполняются устройством цифровой обработки (УЦО), в качестве которого может использоваться микропроцессор (МП) или микроЭВМ. В этом случае МП (микроЭВМ) осуществляет автоматическое задание длительности такта измерения каждого параметра, управление с помощью коммутатора (Км) цифровых сигналов последовательностью опроса ИП, управление индицирующим (ИУ) и регистрирующим (РУ) устройствами. В том случае, если от ИИС не требуется высокое быстродействие, а нужны высокая точность и помехозащищенность, необходимо на передающей стороне вместо АЦП использовать преобразователи напряжение — частота (ПНЧ) и коммутатор частотно-модулированного сигнала, а на приемной стороне в качестве приемного преобразователя — преобразователь частоты в код (ПЧК). В этом случае частотно-модулированный сигнал практически не искажается при передаче его по каналу связи, а принцип интегрирования частотного сигнала на приемной стороне с помощью счетчика импульсов (ПЧК) при преобразовании частотного сигнала в цифровую форму позволяет существенно снизить влияние помех на точность преобразования исследуемых сигналов.

Действительно, преобразование информационных сигналов в частотно-модулированную форму с последующим преобразованием их на приемной стороне в цифровую форму обеспечивает максимальную помехоустойчивость, так как цифровой эквивалент N_x (код) частотного сигнала f_x , в общем виде связанный с измеряемой величиной x функциональной зависимостью $f_x = \varphi(x)$, получается в результате интегрирования последнего за время счета импульсов T_c :

$$N_x = \int_0^{T_c} f_x(t) dt.$$

При этом чем больше время интегрирования T_c , тем более эффективно подавление широкополосных помех. Как правило, наибольшее влияние оказывает сравнительно низкочастотная сетевая помеха. В общем случае коэффициент подавления гармонической помехи при интегрировании частотно-модулированного сигнала определяется как

$$B = 20 \lg \frac{\pi T_c}{T_n} - 20 \lg \left| \sin \frac{\pi T_c}{T_n} \right|,$$

где T_n — период помехи.

Из этого выражения следует, что при значении T_c , кратном периоду помехи T_n , коэффициент подавления помех равен бесконечности, поэтому для обеспечения максимального подавления сетевой помехи значение T_c необходимо выбирать кратным 20 мс. Однако с учетом того, что частота сети меняется в определенных пределах, реальное значение коэффициента подавления сетевой помехи значительно ниже. Тем не менее даже в худшем случае, когда

$$T_c = T_n \left(n + \frac{1}{2} \right) \text{ и } B_{\min} = 20 \lg \frac{\pi T_c}{T_n},$$

данный метод передачи и преобразования на приемной стороне сигнала $f = \varphi(x)$ обеспечивает достаточно высокую помехозащищенность. Так, при $T_c = 0,6$ с коэффициент подавления сетевой помехи $B_{\min} = 40$ дБ, т. е. сетевая помеха подавляется минимум в 100 раз. Естественно при этом, что с повышением частоты помехи коэффициент ее подавления возрастает.

Все ИИС реализуют радиальный или магистральный принцип построения. ИИС радиального типа (рис. 3.3) состоит из отдельных измерительных преобразователей различных исследуемых физических величин (как правило, ограниченного количества), каждый из которых связан с управляющей ЭВМ (МП) через индивидуальное устройство согласования УСО. Вполне очевиден недостаток такой структуры системы, так как ЭВМ должна иметь столько входов, сколько к ней подключено внешних устройств — это усложняет процесс взаимодействия ЭВМ с внешними устройствами, снижает быстродействие и ограничивает возможности системы с точки зрения перестройки и наращивания ее структуры. Поэтому такая структура используется при незначительном количестве объектов контроля.

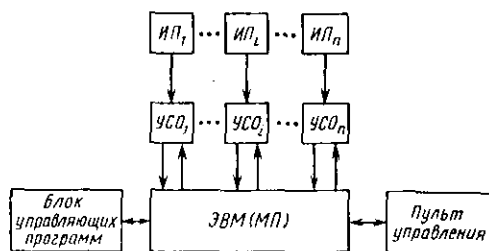


Рис. 3.3. Структурная схема ИИС радиального типа

Дальнейшие разработки измерительных систем привели к созданию магистральной структуры сопряжения (рис. 3.4), характеризующейся наличием сквозного канала передачи данных (системного канала обмена информацией), равноправием всех подключенных к нему устройств и асинхронным принципом обмена. Каждое устройство, подключаемое к каналу передачи данных, может в этом случае выполнять любую из трех функций: быть передатчиком информации, приемником или управляющим устройством (контроллером).

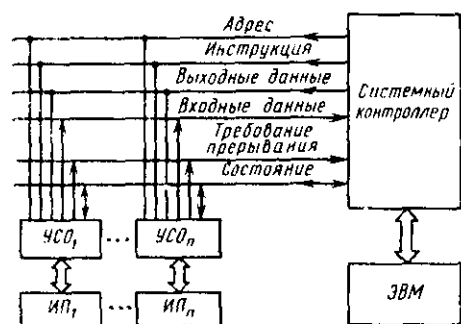


Рис. 3.4. Структурная схема с магистральной структурой сопряжения

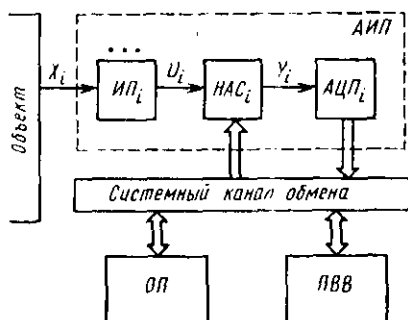


Рис. 3.5. Обобщенная структурная схема ИИС

Основное назначение канала передачи данных — это упорядоченный обмен информационными потоками между отдельными элементами, входящими в систему. В канале происходит распределение информации между отдельными элементами прибора или системы, устанавливается очередность работы элементов, одновременно требующих связи, и т. д. В общем случае канал передачи данных содержит следующие основные технические средства:

системный контроллер, который координирует и контролирует работу отдельных элементов системы, осуществляет изменение форматов данных и команд в процессе обмена с ЭВМ;

шинную систему, по которой передаются информационные и управляющие сигналы между всеми элементами системы;

интерфейсные схемы обмена (ИСО), непосредственно связанные с шинной системой канала и входящими в систему измерительными приборами и преобразователями.

Показанная на рис. 3.4 магистральная структура канала передачи данных получила в настоящее время широкое распространение в измерительном приборостроении.

Рассмотрим обобщенную структурную схему современной ИИС (рис. 3.5), позволяющую осуществить сбор аналоговой измери-

тельной информации, ее цифровое кодирование, дальнейшую обработку и регистрацию конечных результатов. Одновременно в системе осуществляется управление как всем ходом измерительного процесса, так и функционированием отдельных узлов системы. В состав системы входят аналоговая измерительная подсистема АИП, операционная подсистема ОП и подсистема ввода и вывода информации ПВВ.

Структура и функционирование АИП определяются конкретным составом измеряемых параметров X_i объекта исследования и их значениями, видом канала связи с объектом, требованиями по точности измерений и т. д. При помощи соответствующих измерительных преобразователей измеряемые физические величины X_i преобразуются в аналоговые сигналы U_i , форма представления которых является удобной для обработки в системе (чаще всего используются параметры электрических сигналов: уровни токов, напряжение, частота, период, фаза и т. д.). Многообразие форм представления сигналов U_i и их пределов изменения требует введения в измерительную подсистему ряда схем нормализации и предварительной обработки сигналов, образующих нормализаторы аналоговых сигналов (НАС). Обычно в состав НАС входят аналоговые коммутаторы, делители, мосты, предусилители, фильтры, детекторы и т. д. Унифицированные сигналы Y_i поступают на аналого-цифровые преобразователи.

В зависимости от требований, предъявляемых к быстродействию системы, АЦП могут стоять либо в каждом измерительном канале, образуя блок аналого-цифровых преобразователей, либо с помощью системного аналогового коммутатора каждая исследуемая величина Y_i поочередно подключается к входу системного АЦП, на выходе которого появляется ее цифровой эквивалент.

Операционная подсистема предназначена для цифровой обработки кодов АЦП с целью определения количественных значений параметров X_i объекта исследования. В функции ОП входит также формирование управляющих воздействий на все основные узлы системы.

Подсистема ПВВ состоит из ряда внешних по отношению к ОП устройства ввода и вывода информации. Основные функции этой подсистемы:

- регистрация результатов обработки на цифровых индикаторах, экранах дисплеев;

- документирование информации в виде листингов на бумажных носителях;

- оперативный ввод управляющих программ с перфолент, магнитных дисков и т. д.;

- организация дополнительной внешней памяти на магнитных носителях или БИС ОЗУ;

- управление системой с помощью терминала;

связь с внешними потребителями информации, удаленными от системы;

формирование управляющих и исполнительных сигналов обратной связи с объектом исследования.

Особое значение в системе играет организация связи между ее подсистемами. Обмен информацией между подсистемами происходит в цифровой форме через системный канал обмена в результате выполнения специальных команд, записанных в программе и инициирующих к обмену два устройства, входящих в состав либо одной подсистемы, либо двух различных подсистем. Выбор конкретных устройств определяется на основе присвоенных им адресов (адресной частью команды), а вид обмена — управляющей частью команды. Таким образом, через системный канал обмена передаются сообщения, несущие измерительную информацию и результаты ее обработки, команды, адреса, сигналы управления и т. д. Информационная совместимость между устройствами системы обеспечивается интерфейсными схемами обмена. От способа организации интерфейса в значительной степени зависит эффективность функционирования системы.

В настоящее время рассмотренные выше одноуровневые (одно-процессорные) ИИС составляют наиболее многочисленный класс систем. Однако современный этап развития ИИС характеризуется переходом от одноуровневых к двухуровневым, иерархическим ИИС, в которых задачи управления выполняются одновременно множеством микропроцессоров и микроЭВМ. Построение таких систем обусловлено:

- необходимостью создания высокопроизводительных ИИС;

- необходимостью создания ИИС, способных продолжать работу при выходе из строя отдельных их устройств;

- территориальной удаленностью средств измерения и контроля от элементов систем управления;

- необходимостью обеспечения гибкости вычислительных средств, т. е. возможности использования модульного принципа, расширения системы, изменения ее конфигурации.

Двухуровневые ИИС представляют собой совокупность n -го количества одноуровневых ИИС, объединенных между собой общей управляющей ЭВМ. На первом (нижнем) уровне (в одноуровневой ИИС) в качестве управляющих и вычислительных средств используются микропроцессоры, каждый из которых самостоятельно, без участия центральной управляющей ЭВМ выполняет специализированные функции в соответствии со своей особой программой, являющейся частью общей задачи системы. В частности, МП в совокупности с определенной группой функциональных узлов ИИС выполняет функции обработки, хранения и обмена информации. При этом центральная ЭВМ (управляющее устройство второго уровня) обеспечивает управление всей системой, собирает с МП необходимую информацию для стати-

стического анализа, регистрации, индикации и т. д., т. е. решает стратегические задачи.

Среди иерархических ИИС наиболее широкое распространение получили системы распределенного типа, в которых связь между отдельными ИП и ЭВМ осуществляется через общую магистраль.

§ 3.3. Основные компоненты ИИС

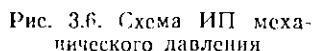
Анализ структур ИИС показывает, что наиболее характерными типовыми компонентами ИИС являются измерительные преобразователи (ИП), устройства согласования (ЦАП, АЦП и др.), устройства сопряжения (интерфейсы), устройства обработки измерительной информации (микроЭВМ и микропроцессоры), устройства индикации и регистрации.

Измерительные преобразователи. Согласно ГОСТ 16263—70 «Метрология. Термины и определения», измерительным преобразователем называется средство для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателя. ИП имеет нормированные метрологические характеристики. Измерительный преобразователь отличается от измерительного прибора тем, что последний вырабатывает выходной сигнал в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем значения измеряемой физической величины.

Совокупность ИП, обеспечивающих осуществление всех заданных преобразований измерительного сигнала с целью получения конечного результата, составляет измерительную цепь (измерительный канал). В такую цепь помимо ИП могут входить различные измерительные устройства для проведения таких операций, как сравнение, масштабирование и др., не имеющие отдельно нормированных метрологических характеристик.

Первый в измерительной цепи преобразователь, на который поступает от объекта исследования первичный измерительный сигнал, получил название первичного измерительного преобразователя (ИП_I). Ранее такой преобразователь назывался датчиком. В настоящее время под датчиком понимается техническое средство, представляющее собой конструктивно завершенное устройство, размещаемое в процессе измерения непосредственно в зоне объекта исследования и выполняющее функцию одного или нескольких измерительных преобразователей. В отличие от первичного преобразователя все остальные ИП называются промежуточными или вторичными (ИП_{II}). Последний в измерительной цепи преобразователь называется выходным (ИП_{III}). Выходной преобразователь в автономном измерительном приборе снабжен отсчетным или регистрирующим устройством. В системах контроля и управления сигнал ВП используется для ввода информации в вычис-

В свою очередь, любой из измерительных преобразователей (ИП, ИРП, ВП) может состоять из нескольких преобразовательных элементов (ПЭ), в каждом из которых происходит одна из последовательных элементарных операций преобразования измерительного сигнала. Первый в данной последовательности ПЭ, на который непосредственно воздействует измеряемая величина, называется чувствительным элементом (ЧЭ).

[illegible]

С учетом приведенных выше определений составных частей ИП на рис. 3.7 изображена обобщенная структурная схема измерительного преобразователя исследуемого сигнала X в выходной сигнал Y , поступающий на отсчетно-регистрирующее устройство.

86

распространение микропроцессорной техники и методов цифровой обработки данных.

ЦАП — устройство, которое создает на выходе аналоговый сигнал (напряжение или ток), пропорциональный входному цифровому сигналу. Количественная связь между входной числовой величиной N_i и ее аналоговым эквивалентом A_i , характеризующая алгоритм цифро-аналогового преобразования: $N_i = (A_i + \delta A_i) / \Delta A$, где ΔA — аналоговый эквивалент единицы младшего разряда кода; δA_i — погрешность преобразования при входном цифровом сигнале $N_{\text{вх}} = N_i$.

АЦП представляет собой устройство для преобразования непрерывно изменяющихся во времени аналоговых величин в эквивалентные значения числовых кодов. Количественная связь между входной аналоговой величиной A_i и соответствующей ей цифровой выходной величиной N_i имеет вид

$$A_i = N_i \Delta A + \delta A_i,$$

где ΔA — шаг квантования, т. е. аналоговый эквивалент единицы младшего разряда кода; δN_i — погрешность преобразования в данной точке характеристики.

Как правило, в ЦАП, АЦП используется двоичная система кодирования. При этом старший (1-й) разряд равен половине полной шкалы, 2-й разряд — четверти полной шкалы и т. д.

ЦАП строятся в основном по принципу параллельного преобразования на основе резистивных матриц различной конфигурации (матрицы R — $2R$, матрицы с двоично-взвешенными резисторами R — $R \cdot 2^i$ и др.) и переключателей тока или напряжения. ЦАП с переключателями тока обладают более высокими быстродействием, точностью и технологичностью изготовления в микроэлектронном исполнении.

При построении АЦП в настоящее время используется в основном один из трех принципов: параллельного преобразования, последовательных приближений, интегрирования входного сигнала.

АЦП параллельного (прямого) преобразования обладают самым высоким быстродействием, однако разрядность таких преобразователей ограничена необходимым большим количеством n устройств сравнения входного сигнала с дискретными уровнями, определяемыми выражением $n = 2^b - 1$, где b — число двоичных разрядов АЦП.

АЦП последовательного приближения обладают сравнительно высоким быстродействием и высокой разрядностью.

Интегрирующие АЦП имеют низкое быстродействие, но обеспечивают высокую помехозащищенность, поэтому используются в ИИС и измерительных преобразователях, где требуется высокая точность при воздействии различного рода помех и шумов.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает ЦАП и АЦП в интегральном исполнении всех перечисленных вы-

ше типов. Параметры некоторых из них приведены в табл. 3.1 и 3.2. Из приведенных в табл. 3.2 типов ИМС АЦП преобразователи К572ПВ1, К1113ПВ1 реализованы по методу последователь-

Таблица 3.1. Параметры некоторых ЦАП в интегральном исполнении

Параметр	К572ПА1	К572ПА2	К594ПА1	К1108ПА1
Число разрядов (двоичных)	10	12	12	12
Дифференциальная нелинейность (дн) $\Delta_{дн}$, % . . .	$\pm 0,1$	$\pm 0,025$	$\pm 0,012$	$\pm 0,024$
Абсолютная погрешность преобразования полной шкалы $\Delta_{пш}$, младший разряд	± 30	± 20	—	± 30
Время установления выходного тока $t_{уст}$, мкс, не более	5	15	3,5	0,4

ных приближений, ИМС К1107ПВ1 — по методу параллельного преобразования, преобразователь КР572ПВ2 — по методу интегрирования.

Таблица 3.2. Параметры некоторых АЦП в интегральном исполнении

Параметр	К572ПВ1	К572ПВ2	К1107ПВ1	К1113ПВ1
Число разрядов (двоичных)	12	3,5 десятичных декад	6	10
Нелинейность Δ_n , % . .	$\pm 0,05$	—	$\pm 0,5$	$\pm 0,1$
Дифференциальная нелинейность (дн) $\Delta_{дн}$, % . . .	$\pm 0,1$	—	$\pm 0,781$	$\pm 0,1$
Абсолютная погрешность преобразования полной шкалы $\Delta_{пш}$, младший разряд	± 127	± 1 единица счета	$\pm 3,1$	± 40
Время преобразования $t_{пр}$, мкс, не более	50	Регулируется, десятые доли секунды	0,1	30

Следует отметить, что все выпускаемые в настоящее время ИМС ЦАП имеют токовый выход. Для получения выходной информации ЦАП в потенциальной форме к его выходу необходимо подключать операционный усилитель, обеспечивающий функцию преобразования тока в напряжение, что, безусловно, в той или иной мере ухудшает динамические параметры ЦАП.

Устройства сопряжения (интерфейсы). Устройства сопряжения (интерфейсы) обеспечивают совместное действие всех аналоговых, цифровых и аналого-цифровых функциональных блоков (ФБ) ИИС. Под стандартным интерфейсом (И) подразумевается совокупность правил (протоколов) и программного обеспечения процесса обмена информацией между ФБ, а также соответствующих технических средств сопряжения ФБ в системе. Однако в настоящее время достаточно полно разработаны лишь цифровые И, обеспечивающие совместную работу цифровых ФБ и цифровых частей аналоговых и аналого-цифровых ФБ. Существует ряд типовых структур интерфейса для автоматизированных средств измерения и контроля, имеющих в своем составе цифровые вычислительные средства обработки информации.

В простых измерительных системах ФБ, как правило, образуют каскадные соединения, характеризующиеся тем, что информационный поток проходит последовательно через все блоки (рис. 3.8, а). В таком включении интерфейс получил название каскадного (ИК).

К устройству обработки измерительной информации — центральному процессору (ЦП) — можно подключать несколько ФБ. Как говорилось в § 3.2, организация сопряжения для этого случая, как правило, основывается либо на пространственном (радиальном) распределении каналов обмена информацией (рис. 3.8, б), либо на временном разделении каналов (рис. 3.8, в). Интерфейс для первого варианта сопряжения получил название радиального (ИР), для второго варианта — магистрального (ИМ). При магистральном способе соединения может быть несколько общих магистралей (ОМ) — ввода, вывода,

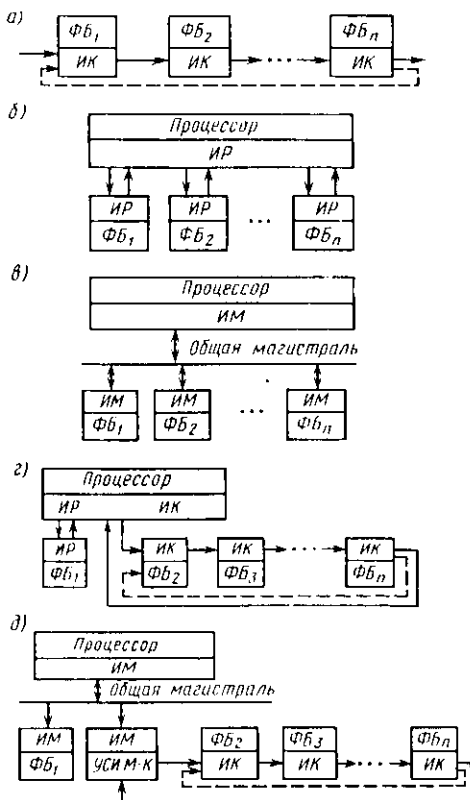


Рис. 3.8. Типовые структуры интерфейса: а — каскадный интерфейс; б — радиальный интерфейс; в — магистральный интерфейс; г — каскадно-радиальный интерфейс; д — каскадно-магистральный интерфейс

адреса и т. д., каждая из которых несет определенный вид информации. Этот вид сопряжения получил наиболее широкое распространение ввиду его больших преимуществ перед другими. Он обеспечивает, во-первых, единую типовую схему обмена информацией между ЦП и всеми ФБ, входящими в систему; во-вторых, независимость процесса обмена от места подключения адресуемого ФБ к общей магистрали; в-третьих, теоретически неограниченное наращивание системы путем подключения дополнительных ФБ.

Кроме трех указанных выше основных способов сопряжения ФБ в автоматизированных средствах измерения существуют смешанные виды взаимосвязи:

например, каскадно-радиальная или каскадно-магистральная схемы (рис. 3.8, г, д) и др. Для построения разветвленных, многоуровневых систем сбора и обработки информации широкое распространение получила радиально-магистральная организация интерфейса, в которой каждый уровень представляет собой подсистему с собственным процессором ЦП, обслуживающим определенную груп-

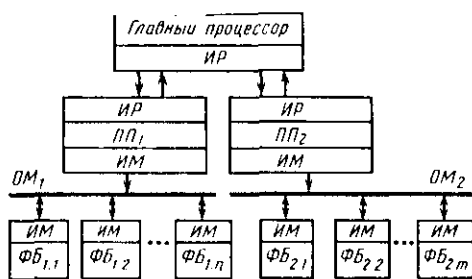


Рис. 3.9. Структура радиально-магистрального интерфейса

пу функциональных блоков, а общее управление подсистемами и обобщенный анализ измерительной информации осуществляет главный процессор системы (рис. 3.9).

В СССР наибольшее распространение получили интерфейсы системы МЭК и КАМАК. Для первой из них соединение функциональных блоков между собой осуществляется через многопроводный магистральный канал (МК) общего пользования (рис. 3.10) общей длиной не более 20 м. Число ФБ, присоединенных к МК, не должно превышать 15 при общем числе адресов приемников и передатчиков (источников) информации не более 31 при однобайтовой адресации и 961 при двухбайтовой. МК состоит всего из 16 линий, восемь из которых используют для последовательной побайтовой передачи адресов, команд и данных, а другие восемь — для передачи сигналов общего управления. МК обеспечивает обмен информацией с максимальной скоростью 1 Мбайт/с и содержит шины данных (ШД) и управления (ШУ).

Основными особенностями системы КАМАК (рис. 3.11) являются:

модульный принцип построения, обеспечивающий возможность создания агрегатных комплексов;

широкое применение принципов программного управления, обеспечивающих гибкость реализуемых системой алгоритмов.

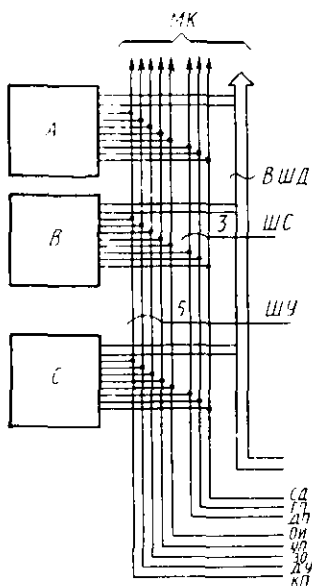


Рис. 3.10. Схема многопроводного магистрального канала

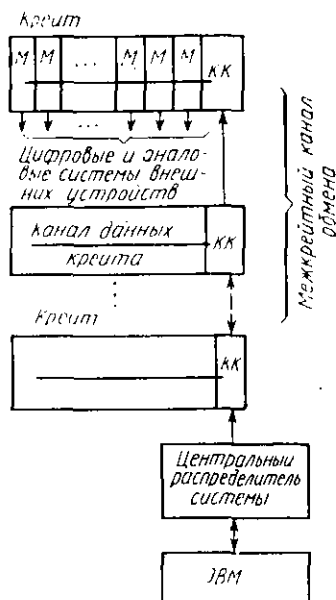


Рис. 3.11. Схема интерфейса системы КАМАК

Основу системы КАМАК составляет модуль (М) -- конструктивно завершенное устройство, предназначенное для выполнения функций преобразования, накопления, обработки информации, но не содержащее источников питания. Модули размещаются в едином конструктиве, который называется *крейт*. Обмен информацией в крейте происходит по горизонтали (внутрикрейтовый обмен) и организуется контроллером (КК) - распределителем крейта. Обмен данными между крейтами, а также между ними и ЭВМ организуется центральным распределителем системы и осуществляется по вертикальным путям (межкрейтовый обмен). Обмен информацией между модулями и контроллерами осуществляется через канал данных, являющийся частью структуры крейта. Канал данных обеспечивает передачу информации форматами до

24 бит между контроллером и модулями, а также передачу сигналов управления и питания. В крейте размещается до 25 модулей.

В мультикрейтной системе к центральному распределителю системы может быть подключено до семи крейтов. При межкрейтовом обмене данными используются те же сигналы, что и при внутрикрейтовом.

Универсальность модульной аппаратуры, построенной на основе системы КАМАК, определила большое многообразие уже применяющихся на практике измерительных систем от самых простых однокрейтных измерительных установок до сложнейших многостоечных (мультикрейтных) информационных комплексов.

Микропроцессоры и микроЭВМ в ИИС. Микропроцессор и микроЭВМ — центральная часть любой электронной системы управления и обработки информационных сигналов.

На основе МПК БИС отечественная промышленность выпускает различные микроЭВМ. Достижения микроэлектроники позволили создать микроЭВМ, по параметрам сравнимые с мини-ЭВМ и программно-совместимые с ними. Обширные возможности имеет семейство микроЭВМ «Электроника ИЦ», представляющее собой ряд моделей различной производительности.

МикроЭВМ «Электроника 60» имеет развитую систему команд, большой набор аппаратных модулей и программную совместимость с широко распространенными миниЭВМ «Электроника» и СМ-3, СМ-4.

МикроЭВМ семейства «Электроника С5» предназначены для сбора и обработки данных в системах управления технологическими процессами, контрольно-измерительных системах. Они имеют модификации, обеспечивающие встраивание в локальные системы контроля и управления. Все микроЭВМ совместимы между собой на уровне языка программирования БЕЙСИК, который легко осваивается и хорошо приспособлен для задач управления технологическими процессами и оборудованием.

При выборе конкретного типа и архитектуры микропроцессорной системы основным критерием необходимо считать объем входной, выходной информации и требуемую интенсивность обработки данных в МИ-системе.

Микропроцессор (МП) в системе управления (СУ) в основном должен быть сориентирован на обработку потока входных и выходных сигналов. Аналогичные требования предъявляются к МП, используемым в иерархических ИИС в качестве устройств предварительной обработки данных, представленных в аналоговой форме. При этом большое значение имеет способность быстрого выполнения логических и арифметических операций, а также скорость реакции на многоуровневые приоритетные прерывания.

Микропроцессор, управляющий процессом или объектом в реальном масштабе времени (УРВ), по сравнению с СУ должен

обладать повышенной производительностью. МП, предназначенный для управления процессом приема -- передачи сообщений (ППС), т. е. для передачи необработанных сообщений от одного терминала к другому, должен обладать гибкой системой адресации. МП в системах для научно-технических расчетов (НТР) должен иметь развитые средства взаимодействия с пользователем, программное обеспечение с языками высокого уровня, развитую систему команд с большим набором сложных методов адресации, что обеспечит ему высокую производительность при отладке программ и решении разнообразных задач.

Большое значение при выборе типа МП имеет его разрядность, так как последняя определяет объем программного обеспечения и быстродействие микропроцессорной системы. Так, например, для решения конкретной задачи по обработке байтовой и двухбайтовой информации 4-разрядные МП имеют в 3 раза, 8-разрядные МП -- в 2 раза больше обращений, чем 16-разрядные МП. Еще больший контраст между этими МП по быстродействию: 16-разрядные МП в среднем выполняют задачи быстрее 8-разрядных МП в 3 раза и в 4--10 раз быстрее 4-разрядных МП. К тому же 4- и 8-разрядные МП требуют значительно больший объем памяти, чем 16-разрядные МП. Таким образом, большая разрядность МП обеспечивает им более широкие возможности. Тем не менее МП с меньшей разрядностью эффективны при построении специализированных микропроцессорных систем. 4- и 8-разрядные МП используются при решении задач, не требующих высокой точности вычисления и высокой скорости обработки информации. Выбор между 4, 8 и 16-разрядными МП должен выполняться на основе анализа особенностей их применения, требований к точности и скорости обработки потоков информации.

Устройства отображения и регистрации информации. Для представления накопленной в процессе измерений и обработки информации в наиболее удобную для восприятия и оценки форму в состав ИИС входят различные средства отображения и регистрации информации, которые можно подразделить на устройства визуального воспроизведения информации и документирующие устройства. Среди устройств визуального восприятия наиболее распространены цифровые индикаторы и дисплеи на электронно-лучевых трубках. Наиболее часто применяют полупроводниковые индикаторы, так как на их основе можно конструировать устройства и системы отображения информации различных размеров, характера (от светящейся точки до текстов и графиков) и различного назначения (индивидуального, группового и даже коллективного пользования). Кроме того, их отличительной особенностью является возможность управления сигналами низкого уровня, т. е. такие индикаторы могут непосредственно подключаться к счетчикам, регистрам и к любым другим цифровым устройствам.

В пределах рабочего поля индикатора может одновременно высвечиваться один (одноразрядные индикаторы) или несколько (многоразрядные индикаторы) символов. Многоэлементные индикаторы (например, АЛС364А) позволяют наряду с цифрами отображать набор букв русского и латинского алфавитов и других символов, входящих в стандартный алфавит ASCII (всего 64 символа). Промышленностью освоен выпуск индикаторов на светоизлучающих диодах с высотой знака до 18 мм и управляемым цветом свечения. Среди полупроводниковых индикаторов широкое применение начинают приобретать жидкокристаллические индикаторы, потребляющие чрезвычайно мало энергии. Их единственный крупный недостаток — они могут работать лишь в отраженном свете или на просвет.

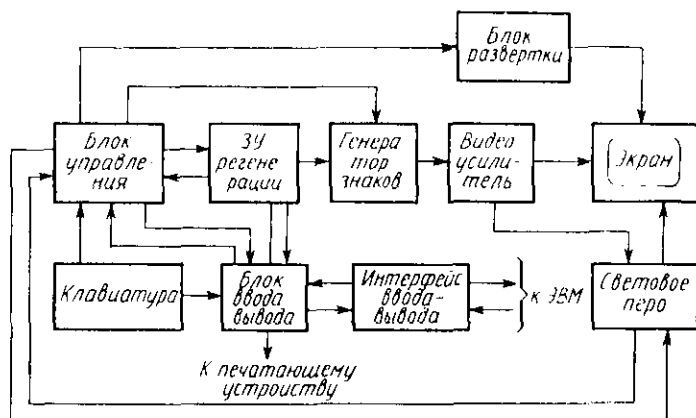


Рис. 3.12. Блок-схема дисплея на ЭЛТ

Дисплейные устройства на электронно-лучевых трубках (ЭЛТ) являются в настоящее время наиболее широко применяемым средством визуализации в вычислительных машинах любого уровня. Дисплей на ЭЛТ (рис. 3.12) позволяет на экране воспроизводить латинские и русские буквы, цифры и различные знаки — по 80 символов на 16 строках. Все знаки формируются в микрорастре 5×7 точек, а изображение кадра регенерируется с частотой 50 Гц. Один ряд знаков формируется из 16 телевизионных строк, из них семь строк отводится на изображение знаков, а девять — на образование промежутка между знаковыми рядами и изображение перемещаемой прямоугольной метки (7×4 точек), которой с помощью клавиатуры может быть отмечен любой записанный знак для его исправления.

Запоминающее устройство (ЗУ) регенерации рассчитано на хранение информации о всех 1280 символах, составляющих полный кадр. Данные в ЗУ записываются с клавиатуры или с линии

данных в зависимости от режима работы дисплея. В приборе имеется возможность подключения к нему знакопечатающего устройства, что позволяет документировать информацию, записанную на экране.

Устройства управления в современных дисплеях выполняют на микропроцессорных БИС, что позволяет сделать дисплей автономным, разгрузить канал связи и уменьшить время, затрачиваемое ЭВМ, на обслуживание терминала.

Устройства регистрации информации обеспечивают перенос ее на какой-либо долговременный носитель (бумагу, магнитную ленту, магнитный диск и т. д.). Запись может осуществляться либо в цифровой форме с различными кодовыми представлениями, либо в аналоговой форме в виде графиков, гистограмм и т. д.

Классификация устройств документальной регистрации информации чаще всего производится по форме представления полученных документов двумя группами: для непосредственного восприятия оператором и для последующей машинной обработки.

Устройство документальной регистрации данных

<i>Устройства для непосредственного восприятия</i>	<i>Устройства для машинной обработки</i>
Электромеханические: пишущие знакопечатающие Электрографические: электрохимические электростатические электронскровые Магнитографические феррографические Светографические: фотографические электрографические Термографические: термонскровые электротермические плавильные	Перфораторные: перфоленточные перфокартные Магнитные: ленты карты диски Электростатические: диэлектрические ленты » карты

Выбор того или иного регистрирующего устройства для измерительной системы зависит от скорости и качества записи, от технико-экономических показателей (габаритов, веса, стоимости, условий эксплуатации и т. д.).

К устройствам регистрации информации для непосредственного восприятия оператором относятся самопишущие автопотенциометры, планшетные самописцы и графопостроители (табл. 3.3).

Для регистрации цифровых сигналов широкое применение нашли алфавитно-цифровые печатающие устройства (АЦПУ). Наиболее известные печатающие устройства, используемые в качестве устройства ввода — вывода в цифровых ЭВМ и измерительных системах — это телеграфные аппараты (телетайпы) и электроуп-

рвляемые пишущие машины (ЭПМ) одноударного действия. Наиболее известными ЭПМ такого вида являются регистраторы фирм «Consul» (ЧСФР), «Rheinmetall» (Германия), «IBM» (США), «FACIT» (Швеция), «Olivetti» (Италия) и др.

В АЦПУ запись производится одновременно по строке, где размещается до 256 знаков, скорость печати лежит в пределах 100—1500 строк/мин.

Т а б л и ц а 3.3. Основные технические характеристики отечественных самописцев и графопостроителей

Тип	Назначение	Размер бумаги, мм	Погрешность записи, %	Скорость движения бумаги или перемещения пишущего элемента, мм/с	Габарит, мм
ЭПП-89	Перьевой автопотенциометр	275	$\pm 0,5$	0,015—2,4	370×504×479
ПСМ-2	То же	100	$\pm 1,0$	0,006; 0,027; 0,033	440×200×190
ПДП4-002	Планшетный двухкоординатный автопотенциометр	250×400	$\pm 0,5$	—	550×560×185
И-709	Кодовый графопостроитель	2500×400	$\pm 1,0$	—	550×500×185
ДРП-5	То же	300×400; 420×80 000	$\pm 0,15$	350	650×576×245

Немеханические печатающие устройства реализуют способы электрографической и электростатической записи (электрография), феррографические способы и термопластическую запись и др.

К устройствам документальной регистрации информации для последующей машинной обработки относятся перфораторные устройства и устройства с записью информации на магнитные носители. Накопители информации на гибких магнитных дисках (НГМД) получили широкое распространение в качестве внешнего ЗУ в современных микроЭВМ, так как они представляют собой дешевую быстродействующую, малогабаритную память прямого доступа. На одном стандартном гибком диске может храниться около 2 Мбит информации.

В настоящее время разработаны и применяются в микроЭВМ накопители, использующие пакет гибких магнитных дисков с несколькими головками записи-чтения.

В последние годы начинают распространяться накопители для внешних ЗУ на основе приборов (БИС) с зарядовой связью (ПЗС) и цилиндрических магнитных доменов (ЦМД), информационная емкость которых сравнима с накопителями магнитного типа. В то же время они обладают значительными преимуществами по сравнению с ними по надежности, конструктивным габаритам, так как не имеют подвижных механических частей.

§ 3.4. Метрологические характеристики ИИС

Метрологические характеристики ИИС являются функциями структуры ИИС, алгоритма ее работы, метрологических характеристик входящих в нее измерительных преобразователей. Основными метрологическими характеристиками ИИС и их компонентов являются статическая характеристика преобразования, коэффициент преобразования, суммарная погрешность преобразования, динамические характеристики (передаточная функция, передаточная, импульсная, амплитудно-фазовая характеристики), время окончания переходных процессов в измерительном канале, а также суммарное время выполнения измерительных, вычислительных и логических процедур. Кроме того, могут нормироваться входные и выходные полные сопротивления ИИС для электрических величин и другие характеристики, специфические для каждой конкретной ИИС. При этом следует отметить, что все эти характеристики не являются обобщающими параметрами ИИС, а относятся к отдельным измерительным каналам ИИС, поэтому нормированию в ИИС подлежат метрологические характеристики измерительных каналов.

Среди перечисленных метрологических характеристик одной из наиболее важных является погрешность измерения (преобразования).

Погрешности ИИС, так же как и погрешности отдельных измерительных устройств, можно подразделить на методические и инструментальные, основные и дополнительные, аддитивные и мультипликативные, относительные и приведенные, систематические и случайные. Практически результат измерения всегда содержит как систематическую Δ_c , так и случайную $\Delta_{сл}$ составляющие погрешности, поэтому в общем случае результат измерения (преобразования) в ИИС является величиной случайной. При этом систематическая составляющая погрешности является математическим ожиданием этой величины, а случайная — центрированной случайной величиной.

С учетом сказанного в общем случае результирующая абсолютная погрешность измерения ИИС определяется формулой

$$\Delta_x = \Delta_c + \Delta_{сл}.$$

Методы определения Δ_x зависят от того, в какой форме заданы погрешности отдельных звеньев, заданы ли их законы распределения или заданы только некоторые числовые характеристики составляющих погрешности. В том случае, если известны законы распределения погрешностей отдельных звеньев и система линейна, задача может быть решена с помощью метода свертки следующим образом.

Пусть, например, ε_1 и ε_2 — случайные функции погрешности двух соседних звеньев, а $f(\varepsilon_1)$, $f(\varepsilon_2)$ — их плотности распределения. Тогда, если эти погрешности независимы, закон распределения суммарной погрешности $\varepsilon_{1,2}$ этих двух звеньев находится с помощью свертки исходных плотностей:

$$f(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\varepsilon_1) f(\varepsilon_{1,2} - \varepsilon_1) d\varepsilon_1.$$

Применяя последовательно операцию свертки $n-1$ раз, где n — количество звеньев в измерительной цепи, получаем закон распределения полной (результатирующей) погрешности. Однако выполнение этой операции в ряде случаев затруднительно, что объясняется необходимостью вычисления многомерных интегралов. Для определения полной погрешности широкое применение находят методы, основанные на математическом моделировании, среди которых следует отметить метод статистических испытаний. В этом случае законы распределения случайных составляющих погрешности отдельных звеньев формируются с помощью специальных генераторов или программным путем. Осуществляя многократный перебор случайных сочетаний значений отдельных составляющих погрешностей и определяя каждый раз полную погрешность, можно по результатам испытаний воспроизвести закон распределения полной погрешности.

Определение полной погрешности в тех случаях, когда составляющие погрешности заданы в виде некоторых числовых характеристик, можно осуществить следующим образом. Если отдельные звенья ИИС охарактеризованы экстремальными погрешностями, то полная погрешность определяется простым суммированием этих погрешностей. Однако вполне очевидно, что такое значение полной погрешности может быть существенно завышено.

Если составляющие погрешности отдельных звеньев заданы интегральными оценками или доверительными интервалами и вероятностями, то полная систематическая погрешность многозвенового линейного измерительного канала находится суммированием систематических погрешностей отдельных узлов, а дисперсия случайной погрешности при условии некоррелированности погрешностей отдельных звеньев — как сумма дисперсий погрешностей звеньев.

В том случае, если погрешности некоторых звеньев коррелированы между собой, к сумме дисперсий добавляются удвоенные корреляционные моменты соответствующих погрешностей. При суммировании вводятся весовые коэффициенты, зависящие от схемы включения звеньев и определяемые как частные производные от выходной величины измерительного канала по величине на входе данного звена. В том случае, если заданы не дисперсии случайных составляющих погрешностей отдельных звеньев, а их доверительные интервалы, для определения полной погрешности необходимо знание законов распределения отдельных составляющих погрешностей. В этом случае по известным законам распределения, доверительным интервалам и вероятностям можно найти дисперсии погрешностей отдельных звеньев, а затем полученные дисперсии суммировать.

Выше были рассмотрены способы определения полной погрешности измерительного канала ИИС. Однако на этапе ее проектирования при синтезе ИИС возникает необходимость решения обратной задачи — распределение погрешностей по отдельным звеньям таким образом, чтобы результирующая погрешность ИИС не превосходила требуемого значения. Решение этой задачи осложняется множеством возможных критериев, которые необходимо при этом учитывать.

Из анализа приведенных выше структур ИИС можно заключить, что основные составляющие погрешности измерительного канала обусловлены погрешностями первичных измерительных преобразователей (датчиков), погрешностями аналого-цифровых преобразователей и мультиплексоров (коммутаторов) аналоговых сигналов. Поскольку измерительных преобразователей различных физических (электрических и неэлектрических) величин, используемых в ИИС, существует очень большое многообразие, рассмотреть их в данном разделе не представляется возможным. Поэтому остановимся на основных параметрах, используемых в настоящее время практически во всех ИИС унифицированных элементов измерительного канала — АЦП и коммутаторов. Наиболее прецизионные и помехоустойчивые АЦП двухтактного интегрирования обеспечивают 10–20 преобразований в секунду. Степень подавления помех с частотой питающей сети достигает 100 дБ. В настоящее время промышленность выпускает большое количество цифровых вольтметров с двухтактным интегрированием высокой точности, которые могут быть использованы в ИИС (В7-22, В7-28, Ц68000, Ц68002). Основная погрешность таких вольтметров лежит в диапазоне 0,1–0,005 %.

Интегрирующие ЦВ используются в ИИС в качестве прецизионных АЦП, а также выпускаются в цитовом варианте (Ф 200, Ф 2000—Ф 2003 и др.) с погрешностью 0,05–0,1 % и быстродействием до 100–200 преобразований в секунду. Как указывалось в § 3.3, промышленностью освоен выпуск АЦП двухтактного инте-

гирования также в виде интегральной микросхемы (К572ПВ2). В качестве помехоустойчивых АЦП нашли широкое применение и частотные преобразователи (В7-21, В7-18, В7-25), обеспечивающие погрешность измерения 0,01—0,1% и подавление сетевой помехи 60—70 дБ. Промышленность также освоила выпуск преобразователя напряжения в частоту в интегральном исполнении (КР1108ПН1).

АЦП поразрядного уравнивания обладают существенно большим быстродействием (10^5 — 10^6 преобразований в секунду в зависимости от разрядности) при достаточно высокой одновременно разрешающей способности (до 16 двоичных разрядов). Промышленностью выпускается несколько типов таких АЦП в интегральном исполнении (К572ПВ1, К1113ПВ1), однако они обладают низкой помехоустойчивостью.

АЦП параллельного действия являются самыми быстродействующими из всех существующих АЦП. Частота их преобразования достигает 100—200 МГц. Однако их точность сравнительно невысока (0,5—1%), что объясняется невысокой разрядностью (как правило, не более 6—8 двоичных разрядов). Освоен серийный выпуск АЦП параллельного действия в интегральном исполнении (К1107ПВ1).

Большое влияние на точностные и временные характеристики ИИС оказывают параметры коммутаторов аналоговых сигналов. По точности измерительные коммутаторы подразделяются на низкоточные (с приведенной погрешностью $\gamma \geq 1,0\%$), среднеточные ($\gamma = 1,0 \div 0,05\%$) и высокоточные ($\gamma < 0,05\%$). Аналогично, по быстродействию коммутаторы выполняются с низким быстродействием (время переключения $T_n > 0,1$ мс), со средним быстродействием ($0,1$ мс $> T_n > 1,0$ мкс) и быстродействующими ($T_n < 1,0$ мкс).

По числу коммутируемых каналов m коммутаторы подразделяются на малоканальные ($m < 10$), среднеканальные ($100 > m > 10$) и многоканальные ($m > 100$).

Каждый коммутатор в отдельности характеризуется сопротивлением R_z замкнутого ключевого элемента и напряжением $U_{вых.з}$ на его выходе при $U_{вх} = 0$, а также сопротивлением R_p разомкнутого ключевого элемента и током $I_{вых.}$, генерируемым ключом. Результирующая погрешность коммутатора определяется погрешностью каждого ключевого элемента, а также их взаимным влиянием.

Приведенная погрешность коммутатора, параметры всех ключевых элементов которого идентичны, определяется выражением

$$\gamma = \frac{U_{вых.з} + (m - 1)(R_z(U_{вх})_{\max}/R_p + I_{вых.}R_z)}{(U_{вх})_{\max}},$$

Все коммутаторы по виду коммутирующих элементов делятся на контактные (механические, электромеханические) и бесконтактные (электронные).

У большинства контактных элементов (электромагнитные реле, шаговые искатели и т. д.) наибольшая скорость переключения не превышает десятков герц, а предельное количество переключений — 10^6 — 10^7 .

Наилучшими характеристиками среди широко применяемых контактных коммутаторов обладают магнитоуправляемые герметичные контакты (герконы). Такие устройства обеспечивают частоту срабатывания до 100 Гц, число срабатываний до 10^8 . Сопротивление их замкнутых контактов может достигать 0,1 Ом, а сопротивление разомкнутых контактов — порядка 10^8 Ом.

Весьма перспективными являются ртутные контакты (правда, достаточно долго находящиеся на этапе промышленного освоения), которые при сравнительно невысоком быстродействии (до 10 срабатываний в секунду) потенциально могут обеспечить до 10^{12} срабатываний.

Среди бесконтактных коммутационных элементов широкое применение нашли полупроводниковые транзисторы и диоды. Такие элементы имеют сопротивление в замкнутом состоянии R_z от 2 до 100 Ом, в разомкнутом R_p — от 10^6 до 10^8 Ом, частоту коммутации до 10^6 Гц.

Коммутационные элементы на полевых транзисторах имеют R_z от 20 до 2000 Ом, а R_p — от 10^8 до 10^{10} Ом при частоте коммутации до 10^4 Гц.

Используя приведенную выше формулу для расчета погрешности коммутатора аналоговых сигналов и параметры современных коммутирующих элементов, нетрудно сделать вывод, что контактные коммутационные элементы целесообразно использовать для коммутации малых по уровню токов и напряжений (порядка нескольких милливольт и долей миллиампер) при относительно небольших скоростях коммутации. Основная же область применения электронных коммутационных элементов — коммутация с высокими скоростями относительно больших напряжений и токов (около $\pm(5-10)$ В; ± 5 мА).

В настоящее время освоен серийный выпуск коммутаторов. Так, например, коммутатор Ф7078 с узлом приборного интерфейса для его управления имеет основную погрешность коммутации $\pm 0,001$ и $\pm 0,05\%$, время коммутации 5 мс и 5 мкс соответственно на контактных и бесконтактных коммутирующих элементах, число коммутируемых напряжений (до 10 В) от 100 до 1000.

Коммутатор Ф7076 при тех же погрешностях и быстродействии обеспечивает количество коммутируемых напряжений от 32 до 16 000.

Быстродействие наряду с точностью является одной из основных характеристик системы. Из анализа структур ИИС можно сделать вывод, что время преобразования $\tau_{пр}$ в ИИС определяется суммарным временем преобразования сигнала с измерительных преобразователей аппаратными средствами (масштабными преоб-

разователями, АЦП, коммутаторами) $\tau_{ап}$ в измерительном канале системы и временем вычислительных преобразований $\tau_{ц}$, осуществляемых ЭВМ, т. е. $\tau_{пр} = \tau_{ап} + \tau_{ц}$.

Значение $\tau_{ап}$ определяется выбранной структурой устройств согласования системы, быстродействием элементов, входящих в их состав (АЦП, коммутаторы), а также количеством опрашиваемых измерительных преобразователей. Так, как было показано в § 3.2, значение $\tau_{ап}$ в ИИС с параллельными УСО равно

$$\tau_{ап.пар} = n\tau_{км},$$

где n — число ИП в ИИС; $\tau_{км}$ — время переключения коммутатора цифровых сигналов; для ИИС с последовательными УСО $\tau_{ап.посл} = n(\tau_{км} + \tau_{АЦП})$, где $\tau_{км}$ — время переключения коммутатора аналогового сигнала, и для ИИС с последовательно-параллельными УСО $\tau_{ап.посл-пар} = n\tau_{км} + m\tau_{АЦП}$.

Таким образом, при известных параметрах коммутаторов (аналоговых или цифровых сигналов) и АЦП ($\tau_{км}$ и $\tau_{АЦП}$), а также структуре УСО ИИС нетрудно определить время преобразования информационных сигналов всех ИП системы ее аппаратными средствами.

Другая составляющая $\tau_{ц}$ времени преобразования системы определяется параметрами используемой в ИИС управляющей ЭВМ.

ЭВМ в ИИС в большинстве случаев выполняют две основные функции: во-первых, производят вычислительные и логические процедуры, во-вторых, управляют работой функциональных блоков системы, обменом информацией между ними, процессами сбора информации от объектов исследования и выдачи информации из системы.

Таким образом, при однопрограммной работе ЭВМ каждый интервал реального времени $\tau_{ц}$, отводимый для работы ЭВМ ИИС, может быть разделен на отрезок времени $\Delta\tau_{ц}$, в течение которого формируются и выполняются служебные сигналы, и на отрезок времени $\Delta\tau_{ц}$, отводимый на выполнение вычислительных и логических процедур, т. е.

$$\tau_{ц} = \bar{\Delta\tau_{ц}} + \Delta\tau_{ц}.$$

В интервал времени $\Delta\tau_{ц}$ ЭВМ должна принять (в частности, записать в память) массив данных θ_1 (за время $\Delta\tau_{ц.зн}$), произвести над ним необходимые преобразования $F\theta_1$ (за время $\Delta\tau_{ц.пр}$) и выдать информацию $F\theta_1$ (за время $\Delta\tau_{ц.в}$). Следовательно, ЭВМ должна обладать скоростями ввода и вывода информации соответственно $\theta_1/\Delta\tau_{ц.зн}$ и $F\theta_1/\Delta\tau_{ц.в}$, а при преобразовании информации, выполняемом в реальном масштабе времени, — скоростью преобразования $F\theta_1/\Delta\tau_{ц.пр}$.

Чтобы воспользоваться приведенными выше соотношениями и оценить возможность использования ЭВМ в конкретной системе,

необходимо знать следующие ее характеристики: разрядность слова, время записи слова в память, время выдачи слова из памяти, время выполнения элементарных вычислительных операций (сложения, умножения, деления и др.). Зная количество элементарных операций, необходимых для получения результата работы системы, количество операций обращения к памяти ЭВМ и формирования служебной информации с помощью ЭВМ, можно определить, достаточно ли быстродействие ЭВМ для выполнения всех этих операций за заданный отрезок времени t_n .

Оценка количества всех программно выполняемых операций возможна лишь после составления полной программы работы ИИС в машинных кодах ЭВМ, однако для выбора ЭВМ по быстродействию достаточно иметь примерные данные об объеме таких операций. Для определения ориентировочного такого объема может использоваться несколько способов. При одном из них оценка объема элементарных операций определяется в результате рассмотрения решенных ранее аналогичных задач.

Вычислительные и управляющие возможности ЭВМ ИИС в значительной степени определяются объемом их памяти, в состав которой входят ОЗУ, ПЗУ, ИПЗУ.

Объем ОЗУ определяется числом входных a и выходных b величин, используемых в алгоритмах работы системы; числом одновременно хранимых на каждом i -м этапе вычислений промежуточных величин q_i^k для каждого k -го алгоритма; числом уровней прерывания n .

Так как каждый входной параметр заносится в одну ячейку ОЗУ и после обработки вводится в другую, то объем памяти, необходимый для хранения входных и выходных величин, может быть определен как

$$N_{\text{вх/вых}} = 2a + b,$$

а объем ОЗУ для хранения промежуточных величин

$$N_{\text{ср}} = \sum_{k=1}^n (\max \{q_i^k\}) + nq_n,$$

где q_n — количество ячеек памяти для хранения информации рабочих регистров, необходимых для запоминания по прерванной программе.

С учетом средств программной защиты от помех и программ предварительной обработки информации объем ОЗУ

$$N_{\text{ОЗУ}}^0 \geq 1,4 \left[2a + b + \sum_{k=1}^n (\max \{q_i^k\}) + nq_n \right].$$

С учетом необходимых ячеек под тестовые N_T и стандартные $N_{\text{ср}}$ программы имеем

$$N_{\text{ОЗУ}} = N_{\text{ОЗУ}}^0 + N_T + N_{\text{ср}}.$$

Объем ПЗУ складывается из объемов рабочих программ N_{pi} для реализации всех k алгоритмов работы системы, управляющей программы-диспетчера N_d , программ прерываний $N_{пр}$, тестовых программ N_t , стандартных подпрограмм $N_{ст}$, ячеек для хранения констант N_c . Таким образом,

$$N_{ПЗУ} = \sum_{i=1}^k N_{pi} + N_d + N_{пр} + N_t + N_{ст} + N_c.$$

Значение $N_{ПЗУ}$ может быть окончательно определено после составления и отладки программ с учетом выбранной системы команд.

Объем $N_{ПЗУ}$ определяется требованиями необходимости восстановления информации в ОЗУ в случае неожиданной ее потери. Как правило, потеря информации в ОЗУ происходит при пропадании питающих напряжений в микроЭВМ, поэтому алгоритм работы ИИС необходимо строить таким образом, чтобы при восстановлении в момент времени t_i напряжений питания провести опрос датчиков входной информации и восстановить потерянную информацию. Однако существуют такие параметры, восстановление значений которых невозможно (например, время наработки ИИС, параметры, введенные оператором после включения системы, и т. д.). Устранение потери такой информации возможно либо перезаписью из ППЗУ в ОЗУ в момент времени t_i невосстанавливаемых величин, либо постоянным хранением всех невосстанавливаемых величин в ППЗУ.

Требуемый объем памяти ППЗУ в первом случае

$$N_{ППЗУ} = \max \{N_{пви}\} + N_{пво},$$

во втором случае объем памяти ППЗУ

$$N_{ППЗУ} = \sum_{i=1}^n N_{пви} + N_{пво},$$

где $N_{пви}$ — число невосстанавливаемых величин, которые используются только в i -м алгоритме; $N_{пво}$ — число невосстанавливаемых величин, которые являются общими для нескольких алгоритмов.

Таким образом, мы рассмотрели характеристики основных узлов ИИС, главным образом определяющих ее точность, быстродействие и функциональные возможности. Это позволяет на основе приведенных выше соотношений и рекомендаций выбрать элементы ИИС, обеспечивающие требования технического задания на разработку конкретной системы.

§ 3.5. Перспективы развития ИИС в микроэлектронике

Быстрое развитие и совершенствование технологии микроэлектронного производства выдвигают требования к повышению точности, быстродействия и расширению функциональных возможностей, снижению массогабаритных показателей, повышению надежности, совершенствованию конструкции ИИС, используемых в технологическом процессе производства изделий микроэлектроники. Причем, когда речь идет о перспективе развития ИИС, совершенствования их характеристик, приоритетным является охват с помощью ИИС измерением и контролем максимально возможного количества параметров технологического процесса, повышение точности измерения и достоверности контроля.

Как было показано выше, реализация технологического процесса производства БИС требует выполнения сотен контрольно-измерительных операций, трудоемкость которых достигает 50% и более от общей трудоемкости производства БИС.

Ближайшая перспектива производства БИС потребует безлюдной технологии, полной автоматизации производства, которая необходима в первую очередь из соображений обязательной «стерильности» производства, возможной только в случае исключения из технологического процесса человека – одного из основных источников загрязнения технологической среды, приводящего к катастрофическому росту брака. Создание автоматических систем контроля и управления возможно только при наличии соответствующих средств измерения и контроля. Однако, к сожалению, в настоящее время для многих технологических операций в микроэлектронике, рассмотренных выше, средства измерения и контроля, способные работать в составе автоматических ИИС, либо отсутствуют вовсе, либо не обеспечивают требуемой точности и диапазона измерения.

Иллюстрацией сказанного является контроль дефектов внешнего вида топологии фотоплаблов, трафаретов, керамических подложек, гибридных сборок и др., осуществляемый оператором с помощью микроскопа с целью определения таких дефектов топологии, как вырывы, разрывы, раковины, пропуски элементов, сужение металлизации, выступы, закоротки, вкрапления, сужения изоляционного промежутка и др. Принимая во внимание высокую плотность топологического рисунка и большое разнообразие контролируемых дефектов, можно сказать, что достоверность такого «оптического», «микроскопного» контроля весьма не высока при одновременной чрезвычайно низкой производительности, не говоря уже о том, что такой метод контроля полностью исключает возможность реализации безлюдной технологии. Поэтому можно с уверенностью утверждать, что одной из актуальных проблем создания будущих ИИС для микроэлектроники является создание

автоматических средств контроля дефектов внешнего вида изделий микроэлектроники.

Одним из проблемных вопросов является и обеспечение контроля уровня запыленности в технологических средах и в чистых производственных помещениях (в производственных модулях). Современный технологический процесс производства БИС требует создания (а следовательно, и контроля) технологической среды с уровнем запыленности, не превышающей нескольких (1—2) частиц в одном литре с размером частиц в десятые доли микрометра (максимальный размер частиц должен быть на порядок меньше минимального размера элемента топологии изготавливаемой БИС). В настоящее время средства контроля этого параметра, способные работать в составе ИИС, отсутствуют, что в ближайшее время станет одним из основных сдерживающих факторов повышения степени интеграции выпускаемых промышленностью БИС. Отсутствуют в настоящее время и такие устройства, как измерители скорости ламинарных воздушных потоков в требуемом диапазоне (0,1—1,0 м/с), устройства измерения и поддержания в требуемых диапазонах температуры и влажности в чистых производственных помещениях. Этот перечень чрезвычайно необходимых, но отсутствующих в настоящее время средств измерения, контроля и управления можно значительно расширить. Поэтому вполне очевидно, что перспектива развития и расширения области применения ИИС в микроэлектронном производстве определяется успехами в области создания средств измерения и контроля, используемых в данном производстве.

В свою очередь, уровень измерительных устройств (так же как и остальных компонентов ИИС), их метрологические и эксплуатационные характеристики определяются элементной базой, используемой при их создании. Поэтому следующим условием успешного развития ИИС является совершенствование элементной базы: чувствительных элементов, устройств согласования (ЦАП, АЦП), микропроцессорных комплектов БИС и др.

Если средства измерения являются основой ИИС, то чувствительные элементы, в свою очередь, являются основой для измерительных устройств. Поэтому вполне понятна актуальность создания современных чувствительных элементов для преобразования различных физических величин. Достигнуты обнадеживающие результаты по созданию чувствительных элементов по микроэлектронной технологии, в том числе для преобразования таких величин, как температура, влажность, давление, скорость потоков газобразных сред, концентрация газовых реагентов и др.

Как было показано ранее, одними из наиболее распространенных элементов ИИС и измерительных устройств, в значительной степени определяющих их точностные и динамические параметры, являются аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Повышение технического уровня микроэлектронных АЦП и

ЦАП обеспечивается совершенствованием конструкции и технологии их изготовления, использованием новых схемотехнических решений (например, введение на входе АЦП предварительной фильтрации для увеличения соотношения сигнал/шум), а также усложнением структуры преобразователей за счет повышения степени интеграции (введение программной коррекции параметров, диагностики отказов, резервирования и др.).

Повышение быстродействия преобразователей, обеспечивающего их работу на частотах до 100 МГц и выше, возможно с дальнейшим совершенствованием биполярной технологии в совокупности с новыми перспективными схемотехническими решениями. Внедрение биполярной микронной и субмикронной технологии открывает возможность создания 6- и 8-разрядных АЦП и ЦАП параллельного принципа действия частотой до 100 МГц.

Существенное повышение плотности упаковки элементов и снижение рассеиваемой мощности на частотах в сотни мегагерц обеспечивают приборы с зарядовой связью (ПЗС).

Достижения в области создания аналоговых и цифровых БИС позволяют создавать в интегральном исполнении ряд сложных преобразовательных систем как элементов ИИС, таких, например, как система сбора и распределения данных (ССД и СРД). Интегральные ССД предназначены для нормализации и преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму с последующим вводом информации в МП или микроЭВМ при одновременном обеспечении требуемой точности преобразования и формата выходного цифрового сигнала. В состав ССД могут входить аналоговый коммутатор, программируемый ОУ, устройства выборки — хранения (УВХ), источники опорного напряжения, генератор, буферные усилители, регистры, ЦАП, АЦП, программируемые фильтры низкой частоты ПЧ, МП и т. д.

Системы СРД обеспечивают восстановление аналоговой информации из выходного цифрового сигнала МП или микроЭВМ и могут быть реализованы по принципу распределения данных в цифровой форме (с использованием в каждом канале ЦАП) и в аналоговой форме (с использованием одного ЦАП в нескольких УВХ). СРД с цифровым распределением предпочтительны, так как полученная информация может храниться значительное время практически без потерь. Время смены информации мало и зависит от быстродействия ЦАП. Появление такого класса БИС позволит существенно улучшить массогабаритные и энергетические показатели, повысить надежность ИИС.

В ближайшее время все большую роль в составе ИИС будут играть микропроцессорные комплекты БИС. Одно из направлений совершенствования МП БИС — повышение степени их интеграции, создание БИС, включающих в свой состав помимо собственно микропроцессора и другие функциональные узлы (ЗУ, устройства связи с внешними объектами, регистры различного наз-

начения и др.). Это создает предпосылку более широкого использования МП в составе измерительных устройств, преобразуя их в «интеллектуальные» устройства, способные производить необходимую математическую обработку измерительной информации, организовать требуемый алгоритм работы устройства, обеспечить связь с внешними управляющими устройствами, осуществлять коррекцию погрешностей. Это позволит и существенно повысить точностные параметры устройств, разгрузить канал их связи с центральной управляющей ЭВМ (МП), уменьшить время, затрачиваемое ЭВМ на обслуживание измерительных устройств.

Таким образом, можно предполагать, что дальнейшее развитие современного, третьего, поколения ИИС пойдет по пути более широкого применения системных измерительных преобразователей, рассредоточения средств вычислительной техники по различным уровням и блокам ИИС (т. е. создания многоуровневых, иерархических систем), что позволит уменьшить потоки информации, сократить общее время обработки, повысить надежность работы системы. В ИИС должна более широко осуществляться многофункциональная обработка информации благодаря рациональному сочетанию средств с жесткой структурой (аппаратные средства) и гибких перестраиваемых структур (программные средства). Будут шире использоваться выпускаемые промышленностью наборы функциональных устройств, объединяемых стандартными интерфейсами. В элементной базе резко возрастет доля интегральных микросхем большой и сверхбольшой степени интеграции.

При этом следует подчеркнуть, что будущее поколение ИИС не отвергает предыдущих принципов построения ИИС, а является их логическим продолжением, использующим из них наиболее важное и рациональное с учетом современных требований и возможностей.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит понятие контроля? Каковы виды контроля и его значение при производстве ИМС? 2. Что понимается под информационно-измерительной системой? Каковы ее назначение и основные функции? 3. Какие вы знаете разновидности структурных схем ИИС? Их отличительные особенности, достоинства и недостатки. 4. Какой вид передачи измерительной информации обладает наибольшей помехозащищенностью и почему? 5. Что представляет собой обобщенная структурная схема ИИС? Каковы ее основные компоненты? 6. Каковы преимущества двухуровневых ИИС перед одноуровневыми? 7. Что такое измерительный преобразователь? Какова его обобщенная структурная схема? 8. Каковы основные структуры ЦАП и АЦП? Их достоинства и недостатки. 9. Какие основные системы интерфейсов вы знаете? Каковы их отличительные особенности? 10. Каковы состав и основные характеристики современных устройств отображения и документальной регистрации информации? 11. Чем характеризуются современные микропроцессоры и микроЭВМ? 12. Что входит в понятие точностных и метрологических характеристик ИИС? 13. Какие вы знаете виды погрешностей? Каковы правила определения результирующей погрешности? 14. Что вы можете сказать о перспективе развития ИИС технологического оборудования в микроэлектронике?

ГЛАВА 4

УПРАВЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

§ 4.1. Общие требования к алгоритмам управления

Под *алгоритмом управления* понимается предписание, определяющее процесс преобразования сигналов в управляющем устройстве с целью формирования управляющего воздействия, подаваемого на объект управления. Алгоритм управления реализуется в управляющем устройстве, которое может быть цифровым, аналоговым или гибридным (построенным на цифровых или аналоговых элементах). Форма представления алгоритма управления выбирается в зависимости от типа управляющего устройства. При реализации в цифровом управляющем устройстве алгоритм управления может быть представлен в форме конечно-разностных уравнений, при реализации в аналоговом устройстве — в виде непрерывных дифференциальных уравнений (передаточных функций). Форма представления сигналов, несущих информацию об управляемом процессе, также зависит от типа управляющего устройства. В цифровом управляющем устройстве сигналы представлены двоичными цифровыми кодами, в аналоговом — непрерывными электрическими величинами, например напряжениями.

Операции алгоритма управления рассмотрим на примере управляющего устройства системы автоматического управления (САУ) с одной или несколькими обратными связями. В таком устройстве формируемые управляющие воздействия зависят от сигналов обратных связей или, иными словами, от состояния объекта управления. Для рассматриваемого типа устройств возможны три основных режима работы: подготовки, пуска, рабочий.

В режиме подготовки производится ввод или корректировка управляющей программы (в частном случае — ввод программы изменения задающего воздействия), корректировка или калибровка измерительных устройств САУ, корректировка динамических параметров объекта управления, проверка функционирования программных и аппаратурных средств управляющего устройства.

Специально выделенный режим пуска не обязателен для всех управляющих устройств, однако для выделения данного режима могут служить следующие предпосылки:

необходимость установки начальных значений сигналов в управляющем устройстве;

необходимость приведения в исходное положение объекта управления перед началом рабочего режима;

необходимость фиксирования исходных значений сигналов в момент начала отсчета текущего времени управляемого процесса.

В рабочем режиме реализуются основные функции управляющего устройства:

- 1) формирование сигналов задающего воздействия;

- 2) прием и обработка сигналов обратной связи;
- 3) формирование и передача на объект управления управляющего воздействия.

Операция формирования сигналов задающих воздействий, как правило, предшествует остальным операциям над сигналами. Задающее воздействие определяет цель процесса управления, т. е. значение, к которому должна стремиться управляемая величина. В простейшем случае задающим воздействием является постоянная величина. При этом управляющее устройство САУ с отрицательной обратной связью выполняет функцию стабилизатора какой-либо физической величины. В более общем случае управляющее воздействие генерируется по программе, введенной в управляющее устройство.

При приеме (сборе) сигналов обратной связи могут использоваться алгоритмы циклического и адресного опроса датчиков. Циклический опрос предполагает периодический опрос датчиков системы. Опрос начинается с датчика, номер которого принят за начальный, и заканчивается датчиком, имеющим последний номер. При адресном опросе датчики подключаются по заданной программе или по сигналу внеочередного требования, выработанному в управляющем устройстве.

Алгоритм формирования управляющего воздействия содержит операции формирования управляющего сигнала, подаваемого на вход силового устройства, и реализуемые в нем операции формирования мощного управляющего воздействия. Формирование управляющего сигнала предусматривает выделение сигнала рассогласования (разности между сигналами задающего воздействия и обратной связи) и динамические преобразования данного сигнала с целью получения требуемых параметров процесса управления.

Требования к алгоритму управления формулируются исходя из требований к системе автоматического управления в целом, параметров объекта управления, силовых и измерительных устройств. Кроме того, на вид алгоритма управления влияют условия его программной и аппаратной реализации. Связь требований к алгоритму управления с исходными требованиями к системе автоматического управления иллюстрируется табл. 4.1.

При формулировании требований к алгоритму управления должны учитываться условия его реализуемости. Затруднения при реализации конкретного предлагаемого алгоритма управления в определенном типе управляющего устройства могут возникать ввиду:

- 1) недостаточного быстродействия применяемого в САУ цифрового вычислительного устройства, когда время выполнения вычислительных операций в рабочем режиме больше максимально допустимого периода квантования;
- 2) недостаточной точности воспроизведения параметров корректирующих элементов аналогового управляющего устройства

**Т а б л и ц а 4.1. Связь требований к алгоритму управления
с требованиями к САУ**

Исходные требования к САУ	Требования к алгоритму управления
1. Вид графика изменения управляемой величины 2. Количественные соотношения программы изменения управляемой величины 3. Вид измерительных устройств САУ 4. Диапазон изменения управляемой величины, способ представления измерительной информации 5. Допустимая погрешность измерения управляемой величины 6. Требования к динамическим характеристикам процесса управления 7. Принципиальные ограничения на способ подачи управляющего воздействия (существенная нелинейность статической характеристики исполнительного устройства или объекта управления) 8. Требования к аппаратурной реализации управляющего устройства	Способ генерирования (в частном случае интерполяции) задающего воздействия Допустимая погрешность вычисления задающего воздействия. Требование к объему области памяти запоминающего устройства, отведенной для хранения программы задающего воздействия Вид алгоритма опроса измерительных устройств Вид алгоритма линеаризации статической характеристики измерительных устройств Количественные соотношения параметров алгоритма линеаризации. Вид и количественные соотношения алгоритма корректировки измерительной информации Вид алгоритма формирования управляющего воздействия. Динамические параметры алгоритма управления: степень астатизма; динамическая ошибка управления; время переходного процесса; перерегулирование; интегральные оценки качества процесса управления Вид алгоритма линеаризации статической характеристики силового устройства или объекта управления Вид алгоритма коррекции характеристик силового устройства в локальном контуре управления Вид программной или аппаратурной реализации вычислительных операций алгоритма управления, количественные соотношения, учитываемые при реализации алгоритма (объем ОЗУ и ПЗУ, разрядность представления информации, период квантования и время выполнения вычислительных операций, погрешности преобразований в аналоговых корректирующих устройствах)

при заданной элементной базе и конструктивном исполнении;

3) нелинейности статической характеристики силового устройства при заданном конкретном способе формирования управляющего воздействия.

Несоответствия между быстродействием вычислительного устройства, точностью воспроизведения параметров корректирующего

устройства и требованиями реализации алгоритма управления устраняются путем проектирования соответствующих аппаратурных элементов САУ или путем совершенствования самого алгоритма управления. Нелинейность статической характеристики силового устройства влияет на время переходного процесса. Управляющее воздействие, формируемое в силовом устройстве, как правило, ограничено по максимальному и минимальному значениям. Для уменьшения времени переходного процесса требуется увеличивать управляющее воздействие, поэтому ограничение управляющего воздействия определяет минимально возможное время переходного процесса.

Порядок определения минимального времени переходного процесса рассмотрим на примере САУ тепловым объектом. Допустим, что передаточная функция теплового объекта описывается аperiodическим звеном второго порядка

$$W_o(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{K_0}{(T_{01}p + 1)(T_{02}p + 1)},$$

где p — оператор Лапласа; $Y(p)$ — изображение управляемой величины; $U(p)$ — изображение управляющего воздействия (подаваемой на тепловой объект мощности); K_0 — коэффициент передачи; T_{01} , T_{02} — постоянные времени.

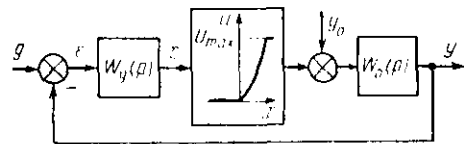


Рис. 4.1. Структурная схема САУ с отрицательной обратной связью

Данная передаточная функция характерна для тепловых объектов, имеющих два элемента сосредоточенной тепло-

емкости, между которыми происходит процесс теплообмена (например, электрический нагревательный элемент и нагреваемое тело, имеющие постоянные времени T_{01} и T_{02}).

Если в САУ тепловым объектом используется цепь отрицательной обратной связи, то ее структурная схема (рис. 4.1) упрощенно может быть представлена блоками передаточных функций управляющего устройства $W_y(p)$, объекта управления $W_o(p)$ и нелинейным блоком, представляющим зависимость управляющего воздействия U от управляющего сигнала X , связанного с сигналом рассогласования e зависимостью

$$X(p) = W_y(p) e(p) = W_y(p) [G(p) - Y(p)],$$

где $G(p)$ — задающее воздействие.

Для САУ нагревательными тепловыми объектами характерно, что управляющее воздействие может иметь только положительное значение (т. е. подать на нагревательный элемент отрицательную мощность невозможно). Кроме того, ограничено максимальное значение управляющего воздействия. Статическая характеристика

нелинейного блока соответствует статической характеристике силового устройства реальной САУ и описывается выражением

$$u = \begin{cases} U_{\max} & \text{при } x > X_{\max}, \\ F(x) & \text{при } 0 \leq x \leq X_{\max}, \\ 0 & \text{при } x < 0, \end{cases}$$

где $U_{\max}$ — максимальное значение управляющего воздействия; $X_{\max}$ — максимальное значение управляющего сигнала; $F(x)$ — однозначная монотонная функция.

Охлаждение теплового объекта происходит за счет естественной теплоотдачи в окружающую среду, имеющую температуру Y_0 . На величину отдаваемого теплового потока влияет коэффициент теплообмена.

Рассмотрим переходные процессы в САУ при нагревании (задающее воздействие $g(t) = G_1$) и при охлаждении ($g(t) = G_2$).

В начальный момент переходного процесса в течение временного интервала T_1 разность между задающим воздействием $g(t)$ и управляемой величиной $y(t)$ относительно велика. Управляющее воздействие $u(t)$ принимает максимальное значение $U_{\max}$ (рис. 4.2), поэтому температуру нагреваемого тела находят по закону

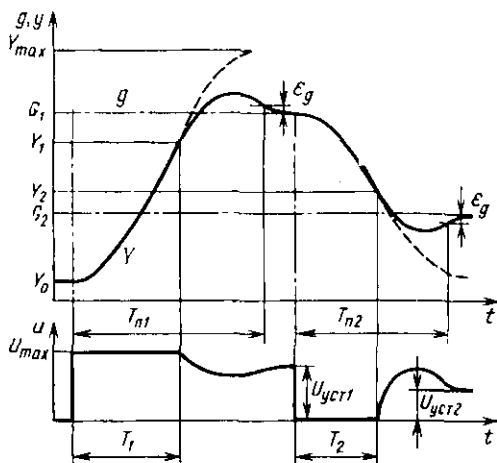


Рис. 4.2. Переходный процесс САУ с отрицательной обратной связью

$$y(t) = y_0 + (Y_{\max} - Y_0) \left(1 + \frac{T_{01}}{T_{02} - T_{01}} e^{-t/T_{01}} - \frac{T_{02}}{T_{02} - T_{01}} e^{-t/T_{02}} \right), \quad (4.1)$$

где Y_0 — начальная температура нагреваемого тела; $Y_{\max} = U_{\max} K_0$ — максимальная температура нагреваемого тела; τ — время, отсчитываемое с момента изменения задающего воздействия $g(t)$.

После достижения температуры Y_1 ($Y_1 < G_1$) мощность, подаваемая на объект управления, начинает постепенно уменьшаться и после некоторого переходного процесса воздействие устанавливается на уровне $U_{уст1}$. Задача управления решается в течение временного интервала T_{n1} (времени переходного процесса), по окончании которого разность между управляемой величиной и задающим

щим воздействием не превышает допустимого значения ε_d . В случае уменьшения задающего воздействия мощность, подаваемая на объект управления, должна уменьшиться. В течение временного интервала T_2 управляющее воздействие может полностью отключиться и обеспечиваться максимальной скоростью остывания нагреваемого тела. Затем после соответствующего переходного процесса температура устанавливается на заданном значении G_2 .

Переходный процесс в течение временного интервала T_2 описывается уравнением

$$y(t) = G_1 - (G_1 - Y_0) \left(1 + \frac{T_{01}}{T_{02} - T_{01}} e^{-t/T_{01}} - \frac{T_{02}}{T_{02} - T_{01}} e^{-t/T_{02}} \right). \quad (4.2)$$

Характер переходных процессов при $T_1 < \tau < T_{n2}$ (время, отсчитываемое с момента изменения задающего воздействия $g(t)$) зависит от выбора передаточной функции управляющего устройства $W_y(p)$. Следовательно, и временные интервалы T_{n1} и T_{n2} определяются передаточной функцией (алгоритм управления) управляющего устройства и передаточной функцией объекта управления. При совершенствовании алгоритма управления время переходного процесса может быть уменьшено. Однако в любом случае выполняются неравенства $T_{n1} > T_1$, $T_{n2} > T_2$, которые устанавливают принципиально возможный результат управления. Временные интервалы T_1 и T_2 определяются соотношением величин G_1 , G_2 , $U_{\max}$, Y_0 , T_{01} , T_{02} . Определить значения временных интервалов T_{n1} и T_{n2} можно путем решения уравнений (4.1) и (4.2) относительно времени при заданных значениях управляющего воздействия G_1 , G_2 и управляемой величины y_1 , y_2 .

Следует сделать вывод, что минимальное время переходного процесса в конечном счете определяется параметрами объекта управления и статической характеристикой силового устройства. Улучшение алгоритма управления позволяет лишь приблизиться к некоторому пределу, определяемому данными параметрами.

§ 4.2. Реализация алгоритма управления в управляющем устройстве

При реализации алгоритма управления принимается решение о распределении функций преобразования информации между программными и аппаратными средствами. Очевидно, что основные операции преобразования информации (генерирование задающего воздействия, выделение сигнала рассогласования и его динамические преобразования) реализуются в вычислительном устройстве САУ. Такая реализация позволяет менять структуру и параметры алгоритма управления, что в конечном счете увеличивает универсальность управляющего устройства, позволяет использовать его с разными объектами управления. В этом случае область применения управляющего устройства ограничивается возможностями входящего в его состав вычислительного устройства (быстродей-

ствием, объемами ОЗУ и ПЗУ), а также используемыми измерительными и силовыми устройствами.

Силовые устройства, выполняющие функции формирования управляющих воздействий, являются наименее универсальными элементами САУ. Тип силового устройства определяется видом объекта управления, выбранным способом формирования управляющих воздействий. Поэтому операции над сигналами, выполняемые в силовом устройстве, являются частью операций алгоритма управления, реализуемого в САУ. Эти операции реализуются с помощью аппаратных средств, поэтому следует выделить наиболее характерные неизменяемые функции, присущие выбранному типу силовых устройств:

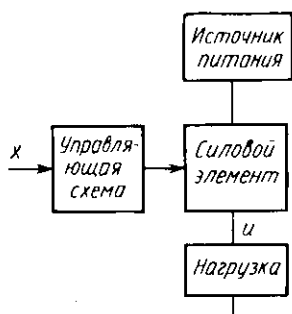


Рис. 4.3. Структурная схема усилителя мощности с одним исполнительным элементом

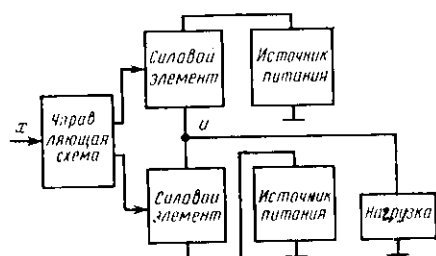


Рис. 4.4. Структурная схема усилителя мощности с двумя исполнительными элементами и двумя источниками питания

а) функции управления мощными силовыми (исполнительными) элементами при заданном способе формирования воздействий;
б) функции согласования временных диаграмм формирования управляющих воздействий с циклом работы вычислительного устройства;

в) функции корректировки управляющих воздействий с целью получения линейной статической характеристики силового устройства, компенсации влияния колебаний питающей сети и изменения сопротивления нагрузки.

Последняя группа функций предполагает реализацию в силовом устройстве локальных корректирующих цепей, реализующих обратную связь по управляемому параметру или связи по измеряемым значениям питающего напряжения, параметров нагрузки.

При использовании электрического управляющего воздействия в качестве управляемого параметра выбирают ток или напряжение.

Однако для большинства объектов управления технологического оборудования определяющей является зависимость результата

управления от мощности управляющего воздействия, поэтому большинство силовых устройств выполняют функции усилителей мощности. Силовые устройства, в которых реализованы локальные корректирующие цепи, будем называть *регуляторами мощности*.

Для усилителей мощности можно выделить три основные схемы включения исполнительных элементов, используемые для анализа способов формирования управляющих воздействий: а) включение одного исполнительного элемента между источником питания и нагрузкой (рис. 4.3);

б) включение двух исполнительных элементов с использованием двух источников питания (рис. 4.4); в) мостовое включение исполнительных элементов с использованием одного источника питания (рис. 4.5).

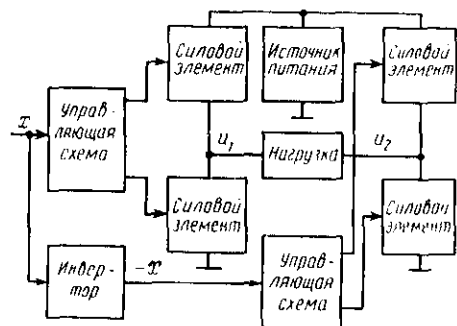


Рис. 4.5. Структурная схема усилителя мощности с мостовым включением исполнительных элементов

характеристика силового устройства в этом случае описывается уравнением

$$u(x) = \begin{cases} E_n^+ - U_0^+ & \text{при } Kx \geq E_n^+ - U_0^+, \\ Kx & \text{при } 0 \leq Kx < E_n^+ - U_0^+, \\ 0 & \text{при } x < 0, \end{cases}$$

где x — управляющий сигнал; E_n^+ — напряжение источника питания; U_0 — остаточное напряжение на исполнительном элементе; K — коэффициент передачи силового устройства.

Аналогично можно записать уравнение статической характеристики для случая использования источника отрицательного напряжения.

Двухполярное управляющее воздействие можно получить при использовании схемы на рис. 4.4 и 4.5. В схеме на рис. 4.4 падение напряжения на каждом исполнительном элементе может достигать суммы абсолютных значений напряжений источников питания. Мостовая схема включения исполнительных элементов (рис. 4.5) позволяет использовать один источник питания. Максимальное падение напряжения на каждом из четырех исполнительных элементов не превышает напряжения источника питания, которое, в свою

очередь, определяется исходя из требуемых максимальных значений управляющего воздействия $U_{\max}^+$, $U_{\max}^-$:

$$E_n = \begin{cases} U_{\max}^+ + 2U_0 & \text{при } |U_{\max}^+| > |U_{\max}^-|, \\ U_{\max}^- - 2U_0 & \text{при } |U_{\max}^+| < |U_{\max}^-|. \end{cases}$$

Для мостовой схемы характерно удвоенное значение остаточного напряжения, которое складывается из суммы остаточных напряжений двух работающих одновременно исполнительных элементов. Этот фактор вызывает снижение КПД силового устройства при работе в режиме насыщения исполнительных элементов.

Следует отметить, что мостовая схема на рис. 4.5 имеет ограниченную область применения, так как ее нагрузка не должна соединяться с общей шиной устройства. Например, если нагрузкой усилителя является якорь двигателя постоянного тока, то якорная электрическая цепь не должна иметь общих точек со статорными обмотками и корпусом двигателя. Если несколько усилителей, реализованных по структурной схеме на рис. 4.5, подают управляющие воздействия на обмотки шагового электродвигателя, то эти обмотки не должны соединяться между собой и с общей шиной устройства.

Рассмотренные схемы включения исполнительных элементов могут использоваться в усилителях мощности при ограничениях на искажении формы усиливаемых сигналов. Простейшим способом формирования управляющего воздействия является непрерывное изменение токов исполнительных элементов, применяемое в линейных транзисторных усилителях мощности. При реализации данного способа падение напряжений на исполнительных элементах может принимать любые значения в пределах, определяемых напряжениями источников питания. Ток нагрузки при этом также может принимать различные значения. Сочетание больших токов нагрузки и больших падений напряжения ведет к большим потерям энергии на исполнительных элементах, снижающим КПД линейного усилителя.

Повысить КПД силового устройства можно путем импульсного управления исполнительными элементами, при котором для них возможны два состояния: 1) полностью открытое, когда падение напряжения на исполнительном элементе равно остаточному напряжению при всех значениях тока нагрузки; 2) полностью закрытое, при котором ток через исполнительный элемент практически равен нулю.

При таком способе формирования управляющего воздействия и требовании сохранения формы управляющего сигнала исполнительные элементы должны переключаться периодически. Частота переключения должна выбираться достаточно большой таким образом, чтобы объект управления реагировал только на среднее значение управляющего воздействия. Изменять среднее значение

управляющего воздействия можно изменяя период повторения импульсов управляющего воздействия при постоянной длительности импульсов или, наоборот, при постоянном периоде повторения изменять длительность импульсов. При реализации силовых электронных устройств систем автоматического управления целесообразно применять способ с постоянным периодом повторения импульсов, так как этот период выбирается исходя из частотных свойств нагрузки при ограничении максимального значения пульсации управляющего воздействия. При формировании однополярного управляющего воздействия такой способ реализуется в схеме на рис. 4.3. При открывании силового элемента импульс с амплитудой $U = E_n^+ - U_0^+$ поступает на нагрузку (рис. 4.6, б). Длительность импульсов зависит от величины входного сигнала

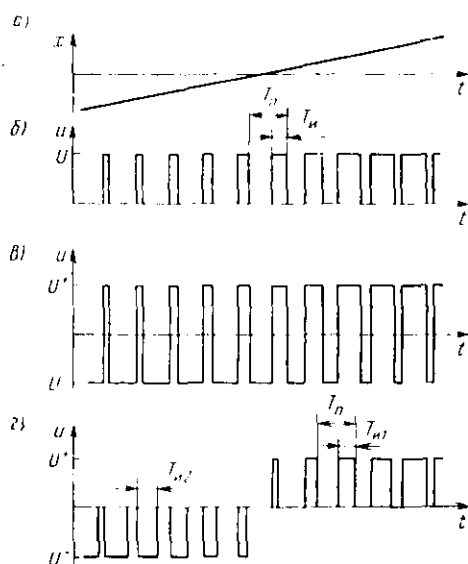


Рис. 4.6. Форма напряжений на нагрузке усилителя мощности:

а — входной сигнал; б — однополярное управляющее воздействие; в — двухполярное управляющее воздействие при попеременной подаче напряжений U^+ и U^- ; г — двухполярное управляющее воздействие при одновременной подаче импульсов только одной полярности

при постоянном периоде повторения импульсов, так как этот период выбирается исходя из частотных свойств нагрузки при ограничении максимального значения пульсации управляющего воздействия. При формировании однополярного управляющего воздействия такой способ реализуется в схеме на рис. 4.3. При открывании силового элемента импульс с амплитудой $U = E_n^+ - U_0^+$ поступает на нагрузку (рис. 4.6, б). Длительность импульсов зависит от величины входного сигнала

$$T_n = T_n (X_c - Kx) \text{ при}$$

$$0 \leq X_c - Kx \leq 1,$$

(4.3)

где T_n — период повторения; X_c — постоянное смещение, задаваемое в управляющей

схеме; K — коэффициент передачи управляющей схемы.

Очевидно, что в рассматриваемом случае управляющая схема должна быть реализована иначе, чем при непрерывном управлении исполнительными элементами, и обеспечивать открывание исполнительного элемента в соответствии с уравнением (4.3).

При необходимости получить двухполярное управляющее воздействие способ с постоянным периодом повторения импульсов может иметь два варианта (рис. 4.6, а, г). При первом варианте двухполярное управляющее воздействие попеременно принимает максимальные значения U^+ и U^- (рис. 4.6, в). Среднее значение управляющего воздействия определяется длительностью импульса. Очевидно, что в случае равенства $U^- = -U^+$ нулевое значение управляющего воздействия достигается при $T_n/T_n = 0,5$. Достоинством данного способа является простота управления исполни-

тельными элементами, осуществляемого в соответствии с уравнением (4.3). Существенный недостаток способа в том, что при нулевых средних значениях управляющего воздействия $\bar{u}=0$ на нагрузку подаются двухполярные импульсы длительностью $T_{и1}=T_{и2}/2$. Не оказывая полезного воздействия на объект управления, они вызывают выделение в нагрузку электрической энергии.

Устранить данный недостаток можно применив способ формирования двухполярного управляющего воздействия, при котором в пределах одного периода повторения $T_{и}$ на нагрузку могут подаваться только импульсы одной полярности (рис. 4.6, з). В этом случае полярность импульсов зависит от требуемого знака среднего значения управляющего воздействия, а длительность — в зависимости от его абсолютной величины. Периоды включения исполнительных элементов в схеме на рис. 4.4 задаются уравнениями

$$T_{и1} = \begin{cases} T_{и} K x & \text{при } 0 \leq x \leq \frac{1}{K}, \\ 0 & \text{при } x < 0; \end{cases}$$

$$T_{и2} = \begin{cases} 0 & \text{при } x > 0, \\ -T_{и} K x & \text{при } -\frac{1}{K} \leq x \leq 0. \end{cases}$$

При реализации данного способа в схеме на рис. 4.4. производится попарное открывание противоположных исполнительных элементов моста в течение периодов $T_{и1}$ и $T_{и2}$.

Выбор структурной схемы на рис. 4.4 или 4.5 при импульсном управлении исполнительными элементами производится с учетом тех же критериев, что и при непрерывном управлении. В качестве исполнительных элементов могут использоваться мощные транзисторы или тиристоры. Однако применение тиристоров предполагает обеспечение условий их запираания при работе в периодическом режиме.

Если объект управления реагирует только на среднее значение мощности управляющего воздействия независимо от вида его сигнала, то сохранять форму входного сигнала нецелесообразно. Регулирование мощности управляющего воздействия может осуществляться с использованием переменного питающего напряжения промышленной сети. В этом случае существенно упрощается схема источника питания, так как не требуются выпрямление, фильтрование и стабилизация питающего напряжения. Кроме того, при использовании переменного питающего напряжения упрощается применение тиристоров в качестве исполнительных элементов, так как автоматически реализуется режим их периодического отключения.

Для анализа способов усиления мощности управляющего воздействия при переменном питающем напряжении используем схе-

мы на рис. 4.3 и 4.4. Схема, представленная на рис. 4.3, позволяет получить двухполупериодное переменное управляющее воздействие. Рассмотрим случай использования симметричного тиристора в качестве исполнительного элемента. Переменное напряжение e_n источника питания, как правило, изменяется по синусоидальному закону и снимается непосредственно со вторичной обмотки силового трансформатора.

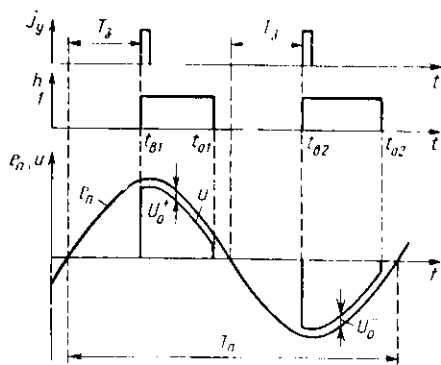


Рис. 4.7. Форма напряжений в усилителе мощности, реализованном по структурной схеме на рис. 5.3

Включение тиристора происходит в моменты t_{n1} , t_{n2} при подаче на его управляющий электрод токового импульса i_y , вырабатываемого в управляющей схеме (рис. 4.7). Отключается тиристор в моменты времени t_{o1} , t_{o2} , когда ток через нагрузку становится меньше тока удержания I_y . Применение переменного управляющего воздействия предполагает, что объект управления (например, тепловой объект) реагирует только на

значение средней за период T_n мощности:

$$P = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/2} [e_n(t) - U_0^+] i_n(t) | h(t) dt + \frac{1}{T_n} \int_{T_n/2}^{T_n} [e_n(t) - U_0^-] i_n(t) | h(t) dt, \quad (4.4)$$

где $e_n(t)$ — напряжение источника питания; $i_n(t)$ — ток через нагрузку; U_0^+ и U_0^- — положительное и отрицательное падение напряжения на открытом симметричном тиристоре; $h(t)$ — признак включения тиристора ($h=0$ — тиристор закрыт, $h=1$ — тиристор открыт).

Признак включения тиристора для уравнения (4.4) определяется условием

$$h(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \tau < T_3, \\ 1 & \text{при } T_3 \leq \tau < \frac{T_n}{2} \text{ и } |i_n| > I_{y\text{д}}, \\ 0 & \text{при } |i_n| < I_{y\text{д}}, \end{cases}$$

где τ — время, отсчитываемое с начала текущего полупериода; T_3 — период задержки включения; $I_{y\text{д}}$ — абсолютное значение тока удержания симметричного тиристора в открытом состоянии.

Процесс формирования управляющих импульсов i_y должен быть синхронизирован с сигналом питающего напряжения. Управление мощностью управляющего воздействия осуществляется с помощью изменения периода задержки T_z , который формируется в зависимости от величины входного сигнала x . За начало отсчета T_z , как правило, принимается начало периода синусоидального сигнала питающего напряжения.

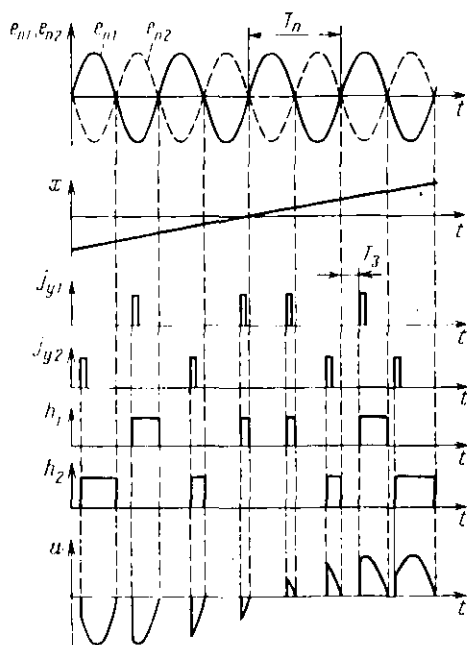


Рис. 4.8. Форма напряжений в усилителе мощности, реализованном по структурной схеме на рис. 5.4

Для управления объектами, реагирующими на знак управляющего воздействия (например, коллекторные двигатели постоянного тока), может использоваться двухполярное пульсирующее управляющее воздействие. В этом случае силовое устройство должно быть реализовано по структурной схеме на рис. 4.4. В качестве источников питания используют силовые трансформаторы или две половинки обмотки одного силового трансформатора, с которых снимаются противофазные, имеющие равную амплитуду питающие напряжения e_{n1} и e_{n2} . В момент времени, когда исполнительные элементы (тиристоры) открыты, эти напряжения поступают в нагрузку (рис. 4.8). Средняя за период T_n мощность управляющего воздействия определяется из уравнения

$$P = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/2} [(e_{n1}(t) - U_0^+) h_1(t) + (e_{n2}(t) + U_0^-) h_2(t)] i_n(t) dt + \\ + \frac{1}{T_n} \int_{T_n/2}^{T_n} [(e_{n1}(t) + U_0^-) h_1(t) + (e_{n2}(t) - U_0^+) h_2(t)] i_n(t) dt. \quad (4.5)$$

Используемые в уравнении (4.5) признаки включения тиристоров определяются условиями

$$h_1(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \tau < T_a, \\ 0,5(1 + \operatorname{sign} x \operatorname{sign} e_{n1}) & \text{при } T_a < \tau \leq T_n/2 \text{ и } |i_n| \geq I_{yA}, \\ 0 & \text{при } |i_n| < I_{yA}; \end{cases}$$

$$h_2(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \tau < T_a, \\ 0,5(1 + \operatorname{sign} x \operatorname{sign} e_{n2}) & \text{при } T_a < \tau \leq T_n/2 \text{ и } |i_n| \geq I_{yA}, \\ 0 & \text{при } |i_n| < I_{yA}, \end{cases}$$

где τ — время, отсчитываемое с начала текущего полупериода.

Управляющая схема усилителя мощности, реализующего данный способ формирования управляющего воздействия, должна содержать два источника управляющих импульсов: i_{y1} , i_{y2} . Период задержки управляющих импульсов T_a формируется в зависимости от абсолютной величины входного сигнала. Выбор включаемого тиристора зависит от знака входного сигнала и от знаков питающих напряжений e_{n1} и e_{n2} . В пределах одного полупериода может включаться только один тиристор.

§ 4.3. Выбор структурной схемы управляющего устройства

Развитие микроэлектронной элементной базы предоставляет широкие возможности для выбора вариантов аппаратурной реализации управляющего устройства. Принципиально возможны варианты устройств, в которых информация передается и преобразуется как в виде цифровых кодов, так и в виде аналоговых (непрерывных) сигналов, поэтому при практическом проектировании возникает задача выбора способа реализации электронного устройства. При выборе должны учитываться следующие основные факторы:

1) вид сигналов задающего воздействия, управляющего воздействия и выходного сигнала измерительного устройства, несущего информацию об управляемой величине;

2) вид операций формирования сигнала задающего воздействия;

3) вид операций формирования сигнала управляющего воздействия;

4) величина допустимой погрешности управления в установившемся режиме;

5) величины допустимых погрешностей воспроизведения динамических характеристик процесса управления;

6) способ задания и подстройки параметров передаточной функции управляющего устройства.

Рассмотрим примеры выбора структурной схемы. Допустим, необходимо управлять непрерывным объектом, для которого управляющее воздействие и результат изменения управляемой величины

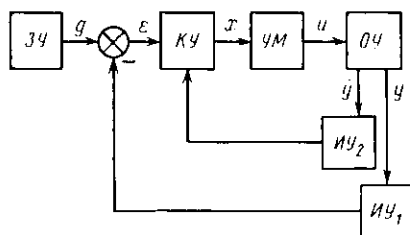


Рис. 4.9. Структурная схема одно-
контурной САУ с аналоговым управ-
ляющим устройством

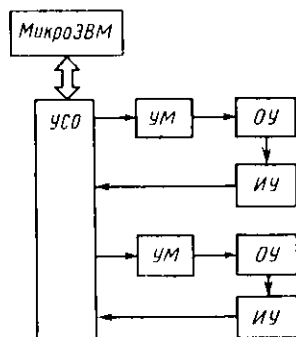


Рис. 4.10. Структурная схе-
ма многоконтурной САУ с
одной микроЭВМ, исполь-
зуемой для формирования
кодов управляющих воздей-
ствий

представлены аналоговыми сигналами. Задающее воздействие является постоянной величиной, т. е. решается задача стабилизации управляемой величины. Допустим также, что допустимая погрешность управления достаточно велика и составляет, например, 2 %. Так как сигнал обратной связи (выходной сигнал измерительного устройства) представлен аналоговой величиной и допустимая погрешность управления достаточно велика, то для выделения сигнала рассогласования ε целесообразно использовать аналоговый сумматор, выполненный, например, на операционном усилителе. Такое решение, в свою очередь, предопределяет выбор задающего устройства (ЗУ), вырабатывающего постоянный аналоговый сигнал, аналогового корректирующего устройства (КУ) и соответственно усилителя мощности (УМ), воспринимающего аналоговый входной сигнал (рис. 4.9). Таким образом, в целом получается аналоговое управляющее устройство, все сигналы которого представлены аналоговыми величинами, например напряжениями. Для улучшения качества управления можно использовать дополнительное измерительное устройство, позволяющее регистрировать, на-

пример, скорость изменения управляемой величины или другой сигнал объекта управления, несущий дополнительную информацию о его состоянии.

Сложный, программируемый характер задающего воздействия, малая допустимая погрешность управления в установившемся режиме и относительно сложные (трудно реализуемые с требуемой точностью в аналоговом варианте) операции преобразования сигналов являются аргументами в пользу выбора цифрового управляющего устройства.

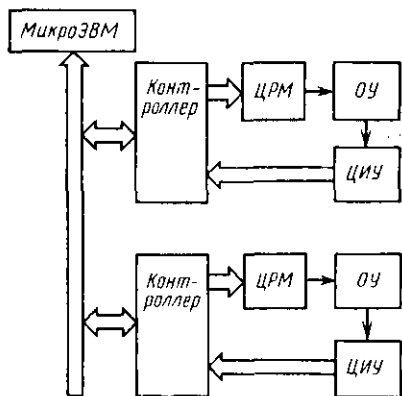


Рис. 4.11. Структурная схема многоконтурной САУ с применением специализированных контроллеров

При управлении непрерывными объектами в составе управляющего устройства может использоваться стандартное УСО (устройство сопряжения с объектом). При этом одна микроЭВМ может обслуживать несколько контуров управления. Управляющие воздействия, коды которых формируются в микроЭВМ, выделяются на выходах УСО в виде аналоговых сигналов $u_1, \dots, u_i$ (рис. 4.10) и через усилители мощности (УМ) подаются на входы объектов управления. Сигналы обратной связи снимаются с выходов измерительных устройств (ИУ), поступают на аналоговые входы УСО и затем в виде цифровых кодов передаются в микроЭВМ.

Достоинством рассматриваемой структуры управляющего устройства является определенная универсальность, обусловленная возможностью подключения различных измерительных устройств, имеющих нормированные уровни выходных сигналов, и усилителей мощности, работающих с нормированными входными сигналами. Изменения алгоритмов управления, учитывающие специфику конкретных объектов управления и периферийной аппаратуры, осуществляются с помощью соответствующих корректировок программы для управляющей микроЭВМ.

Реализация всех операций по преобразованию сигналов САУ в одной ЭВМ имеет и недостатки. Так, например, при формировании управляющих воздействий для различных, одновременно работающих контуров управления могут требоваться различные периоды квантования. При этом реализация операций с малым периодом квантования создает большой объем вычислительной работы, выполняемой в реальном масштабе времени, и может привести к перегрузке ЭВМ. Уменьшить объем вычислительной работы, выполняемой в центральной микроЭВМ, можно с помощью применения

в контурах управления специализированных контроллеров (рис. 4.11), подключаемых к системной магистрали микроЭВМ. В контроллерах реализуются вычислительные операции, выполняемые по жесткому алгоритму. К таким операциям относятся прежде всего операции формирования управляющих воздействий и обработки измерительной информации. Информация, передаваемая в контроллеры из центральной микроЭВМ, в основном содержит задающие воздействия для локальных контуров управления. От

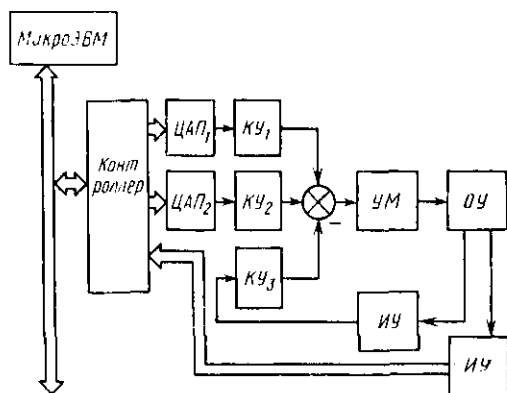


Рис. 4.12. Структурная схема одного контура цифровой САУ с дополнительными аналоговыми корректирующими устройствами

контроллеров в микроЭВМ поступает информация об исправности аппаратуры локальных контуров и о выполнении каждой подсистемой задачи управления. Программы управления локальными подсистемами содержатся в постоянных запоминающих устройствах контроллеров. Связь каждого контроллера с объектом управления осуществляется через цифровой регулятор мощности (ЦРМ) и цифровое измерительное устройство (ЦИУ). Подключение ЦРМ и ЦИУ к контроллеру может производиться через интерфейс, обеспечивающий разделение приемной и передающей шин данных. Запись алгоритмов преобразования измерительной информации и управления в ПИЗУ контроллеров обеспечивает достаточно высокую повторяемость идентичных управляющих устройств, позволяет избежать их индивидуальной регулировки. Однако в ряде случаев это затрудняет корректировку передаточной функции управляющего устройства при изменении параметров объекта управления или установленных на нем датчиков. Оперативное перепрограммирование ПИЗУ контроллеров локальных подсистем требует дополнительных аппаратных затрат.

В ряде случаев для корректировки передаточной функции управляющего устройства, реализованного с применением контрол-

дера, применяются аналоговые корректирующие устройства ($KУ_1$, $KУ_2$, $KУ_3$ (рис. 4.12). Часть вычислительных операций, использующих постоянные константы, выполняется в контроллере. К таким операциям должны быть отнесены преобразования, которые должны выполняться с наименьшей погрешностью, например линеаризация статической характеристики цифрового измерительного устройства при нелинейной градуировочной характеристике датчика, вычисление и интегрирование сигнала рассогласования. В аналоговом корректирующем устройстве могут выполняться операции динамических преобразований сигналов, необходимые для формирования требуемой передаточной функции управляющего устройства. Аналоговые корректирующие устройства связаны с контроллером через цифро-аналоговые преобразователи.

Сигнал, пропорциональный производной по времени от величины рассогласования, может выводиться из контроллера по отдельной шине и через ЦАП₂ вводится в корректирующее устройство $KУ_2$. Через аналоговое $KУ_1$ на вход усилителя мощности подается результат цифрового интегрирования сигнала рассогласования. Суммирование сигналов $KУ_1$ и $KУ_2$ при соответствующей их регулировке позволяет получить требуемую передаточную функцию управляющего устройства. Применение для суммирования сигналов дополнительного аналогового сумматора позволяет при необходимости вводить дополнительный локальный контур, охватывающий обратную связь. Сигнал обратной связи для данного контура (например, пропорциональный скорости изменения управляемой величины) выделяется на выходе дополнительного аналогового измерительного устройства (ИУ) и через $KУ_3$ подается на вход сумматора. Таким образом могут реализовываться локальное демпфирование объекта управления, улучшаться параметры процесса управления за счет учета изменения его инерционности и т. д. При сохранении сложного программируемого характера задающего воздействия и задании сравнительно большой допустимой погрешности управления, а также при реализации в управляющем устройстве относительно несложного алгоритма управления можно использовать структурную схему САУ на рис. 4.13. Характерной особенностью такой САУ является использование измерительного устройства (ИУ) с аналоговым выходом. Данный тип ИУ в сочетании с относительно невысокими требованиями к точности управления предопределяет выбор аналогового сумматора и аналогового корректирующего устройства. Данная структура управляющего устройства позволяет использовать стандартное УСО, выходные аналоговые сигналы которого $g_1, \dots, g_i$ являются задающими воздействиями для локальных замкнутых подсистем. Для контроля функционирования этих подсистем в УСО могут вводиться аналоговые сигналы рассогласования $\epsilon_1, \dots, \epsilon_i$. Следует отметить отличие данной САУ от варианта со структурной схемой на рис. 4.10, в которой формирование кодов управляющих воздействий для всех ка-

налов управления реализуется в центральной микроЭВМ. По сравнению с данным вариантом рассматриваемая структурная схема САУ позволяет существенно уменьшить объем вычислительной работы, производимой в микроЭВМ, исключить влияние периода квантования на устойчивость подсистем САУ. Это, в свою очередь, позволяет увеличить число каналов управления, обслуживаемых центральной микроЭВМ.

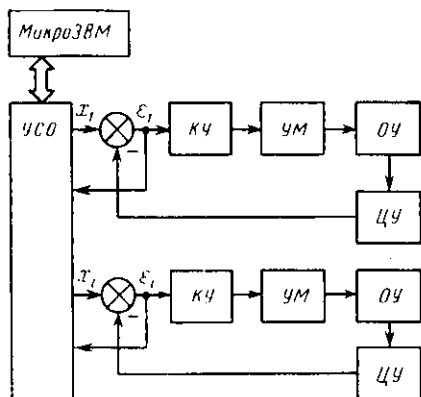


Рис. 4.13. Структурная схема многоконтурной САУ с аналоговыми корректирующими устройствами

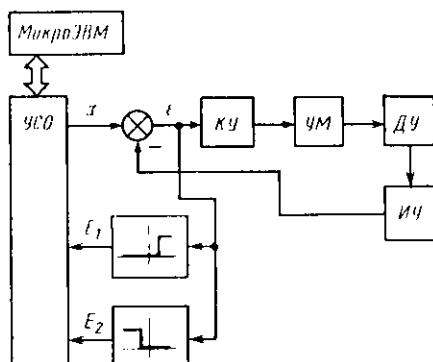


Рис. 4.14. Структурная схема САУ с компараторами для определения состояния локальной подсистемы

Информация о состоянии локальной аналоговой подсистемы может поступать в УСО и в виде дискретных сигналов. С этой целью в локальной подсистеме можно использовать несколько компараторов, на входы которых подаются сигналы рассогласования, управляющие воздействия и т. д. (рис. 4.14). Если сигнал рассогласования преобразовать в компараторах с установленными пороговыми значениями ϵ_{n1} , ϵ_{n2} , то признаком выполнения задачи управления является выполнение условия $\epsilon_{n2} < \epsilon < \epsilon_{n1}$ или для логических сигналов на выходах компараторов $E_1 \vee E_2 \neq 1$,

$$E_1 = 1 \text{ при } \epsilon > \epsilon_{n2}, \quad E_2 = 1 \text{ при } \epsilon < \epsilon_{n1},$$

$$E_1 = 0 \text{ при } \epsilon < \epsilon_{n1}, \quad E_2 = 0 \text{ при } \epsilon > \epsilon_{n2}.$$

Следует отметить, что рассмотренные несложные структурные схемы не исчерпывают весь перечень возможных вариантов САУ, а лишь иллюстрируют порядок анализа технических требований при выборе структурного решения.

§ 4.4. Усилители и регуляторы мощности

Мощные объекты управления технологического оборудования, например резистивные нагреватели, реагируют на среднее значение управляющего воздействия. Так как мощность, выделяемая в резистивном нагревателе, не зависит от формы питающего напряжения, то в данном случае в качестве источника питания целесообразно использовать напряжение переменного тока. Это позволяет упростить аппаратные средства и достичь высокого коэффициента полезного действия преобразователя. Кроме того, усилители и регуляторы мощности должны иметь линейную характеристику управления (код — мощность, напряжение — мощность), инвариантность мощности при колебаниях сетевого напряжения, а также создавать в питающей сети минимальный уровень помех.

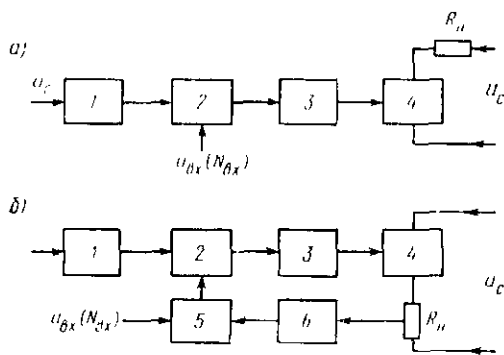


Рис. 4.15. Структурные схемы усилителя (а) и регулятора (б) мощности для резистивных нагревателей:

1 — схема синхронизации; 2 — модулятор; 3 — выходной импульсный усилитель; 4 — исполнительный элемент; 5 — регулятор; 6 — измеритель мощности

При управлении нагревателями мощностью более 1 кВт обычно используют незапираемые тиристоры или симисторы, которые включаются импульсом управляющего тока, а отключаются при снятии опорного напряжения (переходе сетевого напряжения через нуль). Поэтому усилители и регуляторы мощности должны быть синхронизированы с сетевым напряжением.

На рис. 4.15 приведены структурные схемы усилителя (рис. 4.15, а) и регулятора мощности (рис. 4.15, б). Из сравнения рис. 4.15, а, б видно, что для усилителей мощности характерна разомкнутая структура, а для регулятора — замкнутая. Следовательно, усилитель мощности в отличие от регулятора не будет обеспечивать инвариантность мощности при изменении сетевого напряжения. В усилителях и регуляторах мощности наиболее часто используются широтно-импульсная (фазовая) и частотно-импульсная модуляции, отличающиеся тем, что при фазовой модуля-

нии (рис. 4.16, а) период постоянный, изменяется длительность включенного состояния (фазовый угол φ), а при частотно-импульсной модуляции время включения исполнительного элемента постоянно и равно периоду сетевого напряжения, но изменяется частота включения (рис. 4.16, б).

Оценим линейность статической характеристики усилителя мощности с фазовой и частотно-импульсной модуляцией. Для фазовой модуляции среднее значение мощности, выделяемой в нагрузке

$$P = \frac{1}{\pi R_n} \int_{-\pi}^{\pi} (u_c \sin t)^2 dt = \frac{u_c^2}{2R_n} \frac{2\varphi - \sin 2\varphi}{2\pi}. \quad (4.6)$$

Из выражения (4.6) видно, что нелинейность статической характеристики (фазовый угол — мощность) определяет второй член. При этом нелинейность во всем диапазоне изменения фазового угла составляет $\pm 16\%$ от верхнего предела мощности. Аналогично, при частотно-импульсной модуляции

$$P = \frac{u_c^2 f_n}{2R_n f_c}, \quad (4.7)$$

где f_n — частота включения исполнительного элемента;
 f_c — частота сети.

Из выражения (4.7) видно, что при частотно-импульсной модуляции статическая характеристика линейна относительно частоты повторения, что выгодно отличает этот вид модуляции от фазовой. Уровень помех, создаваемых в питающей сети регуляторами и усилителями мощности, определяется спектральным составом напряжения, подаваемого на нагрузку.

Получим выражения для спектральных составляющих сигналов, показанных на рис. 4.16, а, б.

Пусть сетевое напряжение $u_c = 1 \cdot \sin t$, тогда амплитуда k -й гармоники синусоидальной составляющей для напряжения (рис. 4.16, а) будет

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_c(t) \sin(kt) dt = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi-\varphi}^{\pi-\varphi} \sin t \cdot \sin(kt) dt + \int_{2\pi-\varphi}^{2\pi} \sin t \cdot \sin(kt) dt \right] = \\ &= \frac{1 - (-1)^k}{2\pi} \left[\frac{\sin(k-1)\varphi}{k-1} - \frac{\sin(k+1)\varphi}{k+1} \right] = \\ &= \frac{1 - (-1)^k}{2\pi} \frac{(k+1) \sin(k-1)\varphi - (k-1) \sin(k+1)\varphi}{(k+1)(k-1)}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

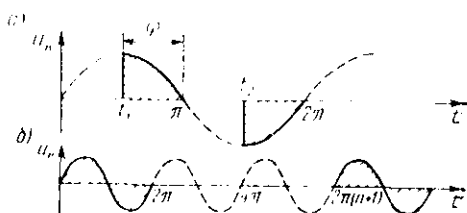


Рис. 4.16. Форма напряжения на нагрузке при фазовой (а) и частотно-импульсной (б) модуляции

Аналогично, косинусная составляющая

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\pi-\varphi}^{\pi} \sin t \cdot \cos(kt) dt + \int_{2\pi-\varphi}^{2\pi} \sin t \cdot \cos(kt) dt \right] = \\
 &= \frac{1 - (-1)^k}{2\pi} \left[\frac{1 - \cos(k+1)\varphi}{k+1} - \frac{1 - \cos(k-1)\varphi}{k-1} \right] = \\
 &= \frac{1 - (-1)^k}{2\pi} \frac{(k-1)(1 - \cos(k+1)\varphi) - (k+1)(1 - \cos(k-1)\varphi)}{(k-1)(k+1)}.
 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Из выражений (4.8), (4.9) видно, что при фазовой модуляции спектр напряжения содержит только нечетные высшие гармоники сетевой частоты, при этом амплитуда верхних гармоник убывает обратно пропорционально номеру гармоники.

Определим экстремумы для квадрата амплитуды k -й гармоники из условия

$$\frac{d(a_k^2 + b_k^2)}{d\varphi} = 2a_k \frac{da_k}{d\varphi} + 2b_k \frac{db_k}{d\varphi} = 0.$$

Подставив в последнее уравнение выражения (4.8), (4.9) для a_k и b_k , получим

$$\begin{aligned}
 &\left(\frac{\sin(k-1)\varphi}{k-1} - \frac{\sin(k+1)\varphi}{k+1} \right) (\cos(k-1)\varphi - \cos(k+1)\varphi) + \\
 &+ \left(\frac{1 - \cos(k+1)\varphi}{k+1} - \frac{1 - \cos(k-1)\varphi}{k-1} \right) (\sin(k+1)\varphi - \sin(k-1)\varphi) = 0
 \end{aligned}$$

Раскрывая во вторых сомножителях сумму и разность тригонометрических функций, получим

$$\begin{aligned}
 &\left(\frac{\sin(k-1)\varphi}{k-1} - \frac{\sin(k+1)\varphi}{k+1} - \frac{1 - \cos(k+1)\varphi}{k+1} - \frac{1 - \cos(k-1)\varphi}{k-1} \right) \times \\
 &\times 2 \sin \varphi (\cos k\varphi + \sin k\varphi) = 0.
 \end{aligned}$$

Отсюда с учетом очевидного неравенства $\varphi \leq \pi$ получим условия экстремумов

$$\varphi = \pi, \quad k\varphi = \frac{3}{4}\pi. \quad (4.10)$$

Легко заметить, что $\varphi = \pi$ является условием максимума первой гармоники и минимума (равенства нулю) всех остальных, так как в этом случае напряжение представляет только первую гармонику. Второе условие (4.10) определяет экстремумы k -й гармоники

$$\varphi_3 = \frac{3}{4} \frac{\pi}{k}.$$

Из последнего выражения видно, что экстремумы амплитуды высших гармоник сдвинуты в сторону малых углов, поэтому при работе на малых углах относительный уровень помех увеличивается. Например, при условии максимума для третьей гармоники $\varphi = \pi/4$ отношение амплитуд третьей и первой гармоник составляет 1:2. Это свойство является существенным недостатком фазового управления мощностью.

Рассмотрим спектр напряжения нагрузки при частотно-импульсной модуляции (рис. 4.16, б), когда на один период подключения напряжения приходится n периодов отключенного состояния. Период напряжения в данном случае равен $2\pi(n+1)$, поэтому синусная составляющая спектра будет

$$a_k = \frac{1}{2\pi(n+1)} \int_0^{2\pi(n+1)} u_n(t) \sin \frac{tk}{n+1} dt = \\ = \frac{1}{2\pi(n+1)} \int_0^{2\pi} \sin t \cdot \sin \frac{tk}{n+1} dt = \frac{1}{2\pi(n+1)} \left[\frac{\sin 2\pi\alpha}{1+\alpha} - \frac{\sin 2\pi\alpha}{1-\alpha} \right], \quad (4.11)$$

где $\alpha = k/(n+1)$.

Аналогично, косинусная составляющая

$$b_k = \frac{1}{2\pi(n+1)} \int_0^{2\pi(n+1)} u_n(t) \cos(t\alpha) dt = \frac{\cos 2\pi\alpha - 1}{2\pi(n+1)} \left(\frac{1}{1-\alpha} + \frac{1}{1+\alpha} \right). \quad (4.12)$$

Первой гармонике частоты сети $k = n+1$ соответствуют $\alpha = 1$ и

$$a_{n+1} = 1/(n+1); \quad b_{n+1} = 0.$$

Как нетрудно заметить, выражения (4.11) и (4.12) равны нулю при $k = j(n+1)$, где $j = 2, 3, \dots$. Таким образом, при частотно-импульсной модуляции спектр сигнала не содержит высших гармоник частоты сети, поэтому частотно-импульсная модуляция меньше выдает высокочастотных помех в питающую сеть, что выгодно отличает ее от фазовой модуляции. Однако при работе на малой мощности период следования импульсов увеличивается, возрастают пульсации мощности, что не позволяет использовать частотно-импульсное управление в случае маломощных объектов, например ламп инфракрасного излучения.

В заключение рассмотрим варианты практической реализации усилителей и регуляторов мощности. На рис. 4.17 приведена электрическая схема усилителя мощности с фазовым управлением, построенного по функциональной схеме (рис. 4.15, а). Здесь схема синхронизации реализована на транзисторе VT1, модулятор — на транзисторах VT2, VT3, выходной импульсный усилитель — на

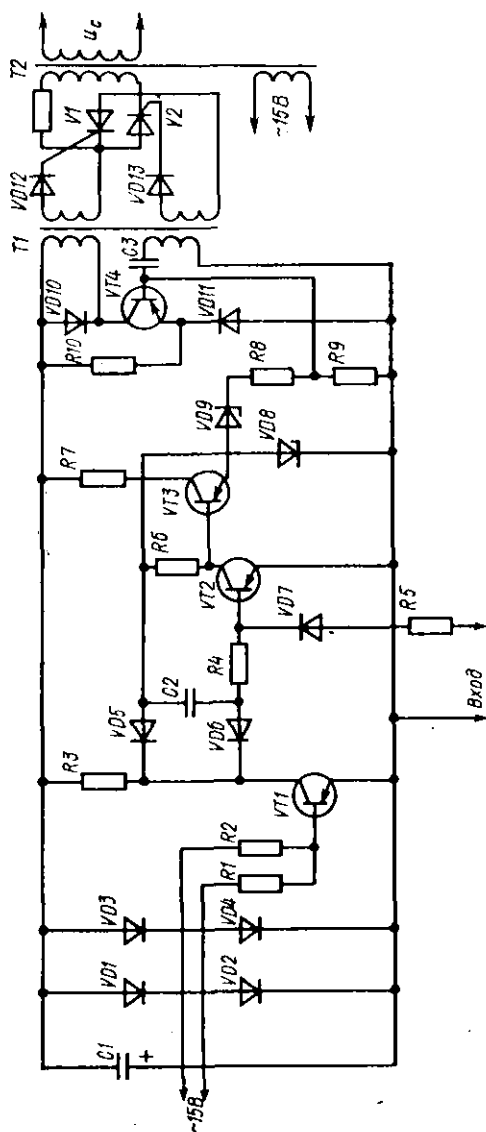


Рис. 4.17. Электрическая схема тиристорного усилителя мощности с фазовым управлением

транзисторе VT4 и трансформаторе T1. В качестве исполнительных элементов используются тиристоры V1, V2. Усилитель работает следующим образом. Напряжение переменного тока приблизительно 15 В со вторичной обмотки сетевого трансформатора T2 выпрямляется диодным мостом VD1 — VD4 и запитывает все транзисторы, кроме того, через делитель R1 — R2 оно подается на базу транзистора VT1 схемы синхронизации. Транзистор VT1 закрывается во время перехода сетевого напряжения через нуль, при этом напряжением с его коллектора через диод VD6 блокируются модулятор и выходной усилитель (VT3, VT4 закрыты), а конденсатор C2 разряжается через открытые диоды VD5, VD6. После прохождения сетевого напряжения через нуль транзистор VT1 открывается, однако транзистор VT2 модулятора продолжает оставаться открытым, так как его база запитывается током заряда конденсатора C2 по цепи C2 — R3, при этом часть тока заряда ответвляется в цепь управления VD7 — R4. По мере заряда конденсатора напряжение на аноде диода VD6 уменьшается, что приводит к запирающему транзистора

VT2 и отпиранию VT3, напряжение с эмиттера которого через делитель R7 — R8 запускает выходной усилитель VT4, выполненный по схеме блокинг-генератора.

Со вторичных обмоток трансформатора T2 выходного каскада «пачки» запускающих импульсов включают тиристоры V1, V2 и нагрузка подключается к сети до момента снижения сетевого напряжения до нуля (перехода через нуль), когда тиристоры V1, V2 запираются, а транзистором VT1 через диод VD6 блокируются модулятор и выходной усилитель. После прохождения сетевого напряжения через нуль работа усилителя происходит, как было описано выше.

Цепь управления R5 — VD7, через которую на вход модулятора подается напряжение 0—10 В, изменяет ток перезаряда конденсатора C2. При увеличении входного напряжения ток перезаряда увеличивается, конденсатор заряжается быстрее; следовательно, транзистор VT2 закрывается раньше, что приводит к увеличению угла ϕ отпираания тириستоров.

Основное достоинство этого усилителя заключается в простоте, а недостаток — в нелинейности статической характеристики, во-первых, из-за фазового управления (см. выражение (4.6)), а во-вторых, из-за нелинейного (экспоненциального) закона перезаряда конденсатора. Однако несмотря на указанные недостатки, этот усилитель широко использовался в регуляторах типов БПРТ-1, -2, -3.

Лучшие характеристики имеет регулятор мощности, показанный на рис. 4.18. Этот регулятор реализован по схеме рис. 4.15, б с частотно-импульсным управлением. Здесь схема синхронизации выполнена на операционных усилителях D1, D4, D5, измеритель мощности — на транзисторах VT1, VT2 и диодных цепочках VD3-1 — VD3-9, регулятор — на операционном усилителе D2. Схема выходного импульсного усилителя A1 не раскрыта, так как она может быть реализована известными способами (например, как на рис. 4.17). Подключение нагрузки и тириستоров производится аналогично изображенному на рис. 4.17, поэтому на схеме не показано. Напряжение приблизительно 12 В используется для синхронизации, а также организации питания — 15 В для операционных усилителей и выходного усилителя A1.

Рассмотрим работу регулятора по приведенным на рис. 4.19 временным диаграммам.

Здесь на рис. 4.19, а показано изменение сетевого напряжения, а на рис. 4.19, б — напряжение на выходе компаратора D1. Пусть в исходном состоянии на нагрузке нет напряжения, транзисторы VT1 — VT3 закрыты, а на выходе интегратора имеется положительное напряжение (рис. 4.19, в). При этом если на интегратор через резистор R11 (рис. 4.18) подается входное напряжение положительной полярности, то его выходное напряжение будет линейно падать, в момент времени t_1 станет равным нулю и вызовет

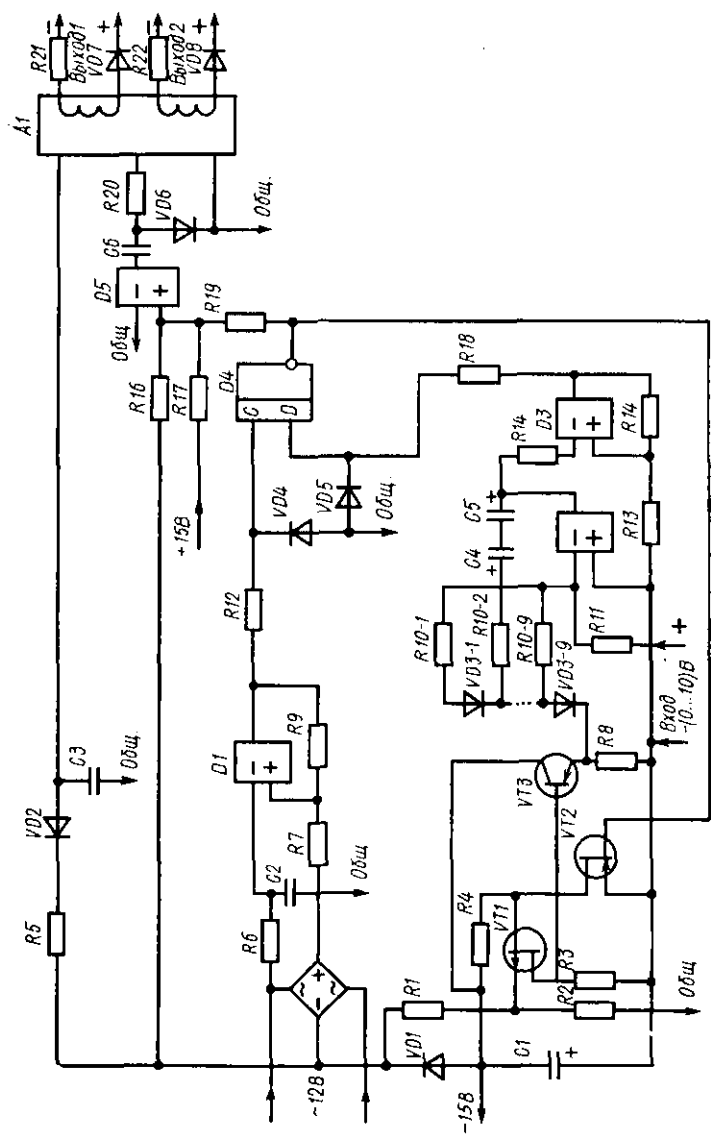


Рис. 4.18. Упрощенная электрическая схема регулятора мощности с частотно-импульсным управлением

срабатывание компаратора D3, на выходе которого появится положительный уровень напряжения (рис. 4.19, з), который через цепочку R18 — VD5 поступит на вход D-триггера D4 и по заднему фронту синхронизирующих импульсов с компаратора D1 запишется в триггер D4 (t_2 на рис. 4.19, б). При этом на инверсном выходе триггера D4 будет низкий уровень напряжения, который откроет транзисторы VT1 — VT3 и разрешит работу компаратора D5. Через открытый транзистор VT1 напряжение с выхода диодного мо-

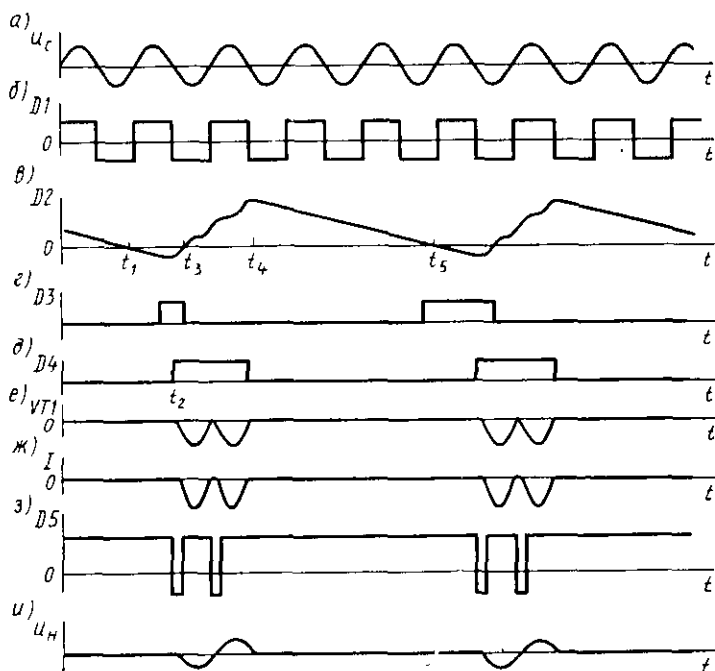


Рис. 4.19. Временные диаграммы работы регулятора мощности с частотно-импульсным управлением

ста VI через делитель R1 — R2, транзистор VT3 (рис. 4.19, е) поступит на диодную цепочку VD3-1 — VD3-9, которая производит квадратичное преобразование значения напряжения в ток (рис. 4.19, ж). Поскольку ток от диодной цепочки имеет другую полярность, напряжение на интеграторе D2 начнет увеличиваться и в момент времени t_3 перейдет через нуль (рис. 4.19, в), на выходе компаратора D3 будет низкий уровень напряжения (рис. 4.19, г) и в следующий за этим момент времени t_4 по заднему фронту импульса синхронизации (рис. 4.19, б) на выходе D-триггера D4 будет низкий уровень напряжения, который закроет транзисторы VT1 — VT3 и заблокирует работу компаратора D5.

После этого выходное напряжение интегратора будет снижаться за счет входного напряжения регулятора и т. д. Так как компаратор D5 работает с частотой 100 Гц, полученной за счет выпрямления сетевого напряжения диодным мостом V1, то за период сетевого напряжения $t_2 - t_4$ на выходной усилитель поступит два импульса (рис. 4.19, з), а нагрузка будет подключена к сети на один период (рис. 4.19, и).

Определим статическую характеристику регулятора. Для этого рассмотрим интервал работы $t_1 - t_5$, на котором начальное и конечное значения выходного напряжения интегратора (рис. 4.19, в) равны, а внутри было одно включение нагрузки. Из равенства значений напряжений на концах интервала имеем

$$\int_{t_1}^{t_5} (u_{\text{вх}} - k u_n^2(t)) dt = 0,$$

где $u_{\text{вх}}$ — входное напряжение регулятора (уставка); $k = \text{const}$ — коэффициент преобразования измерителя мощности.

Выполнив интегрирование, получим

$$\frac{1}{k} u_{\text{вх}} (t_5 - t_1) = \int_0^{2\pi} u_n^2(t) dt. \quad (4.13)$$

С другой стороны, среднее значение мощности, подводимой к нагрузке за время $t_1 - t_5$, с учетом подключения на один период

$$P = \frac{1}{t_5 - t_1} \int_{t_1}^{t_5} \frac{u_n^2(t)}{R_n} dt = \frac{1}{(t_5 - t_1) R_n} \int_0^{2\pi} u_n^2(t) dt.$$

Решив последнее уравнение совместно с выражением (4.13), будем иметь

$$u_{\text{вх}} (t_5 - t_1) = k (t_5 - t_1) R_n P.$$

Отсюда среднее значение мощности в нагрузке

$$P = \frac{1}{k R_n} u_{\text{вх}}.$$

Из последнего выражения видно, что средняя мощность, выделяемая в нагрузке, пропорциональна напряжению задания. Кроме того, средняя мощность не зависит от напряжения сети, чем обеспечивается инвариантность мощности при колебаниях сетевого напряжения.

Регулятор мощности (рис. 4.18) используется в регуляторе температуры ПР.ТРА-0,05 и имеет следующие технические характеристики:

Диапазон изменения напряжения задания мощности, В . . .	0—10
Диапазон регулирования мощности, % . . .	2—100
Коэффициент стабилизации мощности при колебаниях сетевого напряжения от —15 до +10% . . .	≥5
Параметры выходных импульсов управления тиристорами:	
амплитуда, В . . .	≥7,5
ток короткого замыкания, А . . .	≥0,5
длительность импульса, мкс . . .	≥20
длительность пачки импульсов, мс . . .	≥0,5
количество импульсов в пачке . . .	≥3

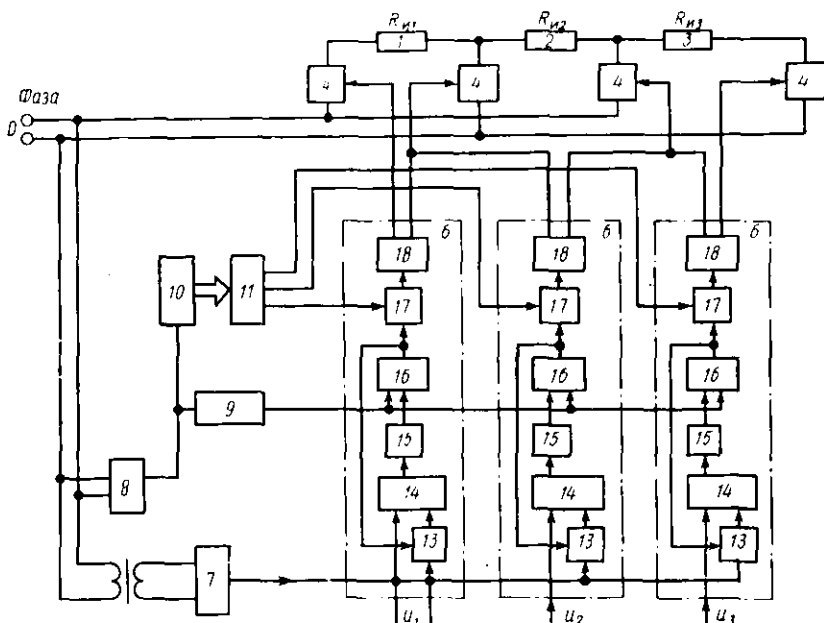


Рис. 4.20. Функциональная схема регулятора мощности для бестрансформаторного включения трехсекционной нагрузки

На рис. 4.20 приведена функциональная схема регулятора мощности для бестрансформаторного включения трехсекционной нагрузки (нагревателя диффузионной электродной и т. п.). При бестрансформаторном включении кроме управления мощностью регулятор должен обеспечить взаимную синхронизацию включения секций нагрузки таким образом, чтобы исключить перегрузку сети. Бестрансформаторное включение позволяет исключить из установки силовые трансформаторы и тем самым снизить материалоемкость установок.

Регулятор управляет мощностью секций 1, 2, 3 нагрузки путем их подключения к сети симисторами 4. При этом для подключения каждой секции используется пара симисторов: один — для подклю-

чения к фазному проводу, а другой — к нулевому. Для управления каждой секцией регулятор содержит отдельное устройство управления 6. Блок измерения мощности выполнен на квадраторе 7, а устройство синхронизации — на компараторе 8, генераторе пило-

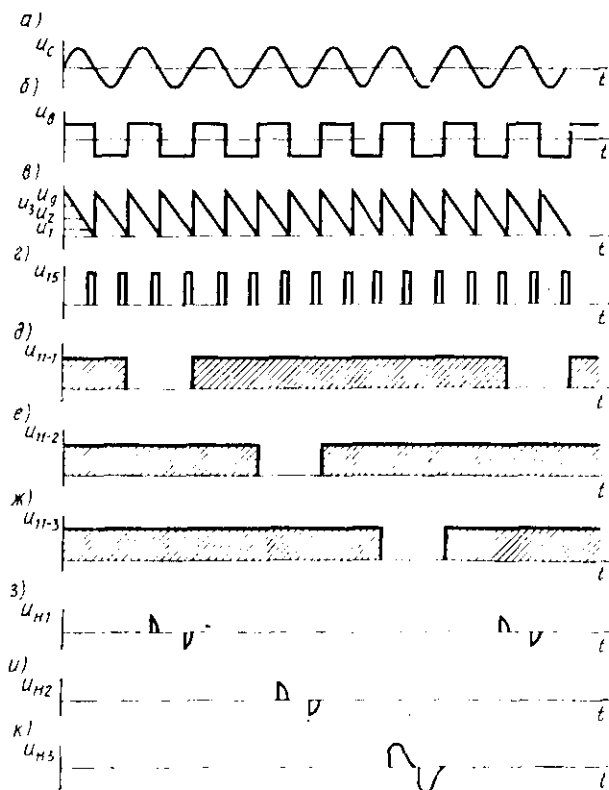


Рис. 4.21. Временные диаграммы работы регулятора мощности для бестрансформаторного включения трехсекционной нагрузки

образного напряжения 9, счетчике 10 и постоянном запоминающем устройстве 11. При этом генератор пилообразного напряжения 9 обеспечивает синхронизацию работы каждого устройства 6, а постоянное запоминающее устройство — их взаимодействие. Квадратор 7 подключен к питающей сети через трансформатор 12 с коэффициентом трансформации k . Каждое устройство управления 6 содержит ключ 13, сумматор 14, интегратор 15, компаратор 16, ключ 17 и выходной усилитель 18.

Рассмотрим работу регулятора в статике по временным диаграммам рис. 4.21. Сетевое напряжение (рис. 4.21, а) преобразуется в прямоугольные импульсы (рис. 4.21, б), запускающие счет-

чик 10 (рис. 4.20) и генератор пилообразного напряжения 9, на выходе которого образуется линейно падающее напряжение удвоенной частоты сети (рис. 4.21, в). В исходном состоянии ключи 13 закрыты, нагрузка отключена от сети, на входы устройств управления 6 подаются напряжения задания u_1, u_2, u_3 , а на выходе интеграторов 15 имеются напряжения $u_{15-1}, u_{15-2}, u_{15-3}$. Для простоты рассмотрим работу канала управления первой секцией нагрузки. Компаратор 16 сравнивает напряжение с интегратора u_{15-1} с напряжением генератора 9 и выдает сигнал о превышении первого вторым (рис. 4.21, г). Импульсы (рис. 4.21, г) поступают на ключ 13 и открывают его, и напряжение обратной связи с квадратора 7 через ключ 13 и сумматор 14 поступает на вход интегратора 15. Так как напряжения задания и обратной связи имеют разную полярность (напряжение задания увеличивает фазовый угол, а напряжение обратной связи — уменьшает), то после окончания переходных процессов за период сетевого напряжения напряжение интегратора не изменится:

$$\int_0^{2\pi} u_{\text{нх}} dt - \int_{\pi-\varphi}^{\pi} (ku_c(t))^2 dt - \int_{2\pi-\varphi}^{2\pi} (ku_c(t))^2 dt = 0.$$

Отсюда

$$\int_{\pi-\varphi}^{\pi} u_c^2(t) dt = \frac{\pi}{k^2} u_{\text{нх}}. \quad (4.14)$$

Выходной усилитель 18 в отличие от ключа 13 запускается только при одновременном наличии импульсов с компаратора 16 и сигнала разрешения с запоминающего устройства 11 (низкий уровень напряжения на рис. 4.21, д). В этом случае первая секция нагрузки подключается к сети на фазовый угол φ (рис. 4.21, з). Аналогично производится управление мощностью, подаваемой на остальные секции нагрузки (рис. 4.21, и, к). Необходимое распределение подключением секций нагревателя к сети программируется в запоминающем устройстве 11, адресные входы которого подключены к выходам счетчика 10, содержимое которого увеличивается на единицу за каждый период сетевого напряжения. Объем памяти определяет период работы регулятора. Так, при четырех разрядах адресного пространства период работы регулятора равен $2^4 = 16$ периодам сетевого напряжения. Если коэффициент включения первой секции равен k_1 (отношение числа разрешенных периодов работы секции к периоду работы регулятора), то мощность, подаваемая в секцию, составит

$$P_1 = k_1 \left[\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\pi-\varphi}^{\pi} \frac{u_c^2(t)}{R_{\text{н1}}} dt + \int_{2\pi-\varphi}^{2\pi} \frac{u_c^2(t)}{R_{\text{н1}}} dt \right) \right] = \frac{k_1}{\pi R_{\text{н1}}} \int_{\pi-\varphi}^{\pi} u_c^2(t) dt.$$

Подставив в последнее уравнение выражение (4.14) получим

$$P_1 = \frac{k_1}{k^2 R_{н1}} u_{н1}. \quad (4.15)$$

Аналогично, для второй и третьей секции

$$P_2 = \frac{k_2}{k^2 R_{н2}} u_{н2}; \quad P_3 = \frac{k_3}{k^2 R_{н3}} u_{н3}. \quad (4.16)$$

Из выражений (4.15), (4.16) видно, что мощность в каждой секции нагревателя линейно зависит от напряжения задания и коэффициента включения. Это позволяет ограничивать максимальную мощность коэффициентом включения, а плавное изменение — за счет изменения фазового угла. Покажем это для секций нагревателя $R_{н1}=R_{н3}=4$ Ом, $R_{н2}=12$ Ом, $u_c=220$ В, периода работы регулятора 16 и $P_{1\max}=P_{3\max}=1$ кВт, $P_{2\max}=3$ кВт. Максимальная мощность i -й секции (при $\varphi=\pi$) составит

$$P_{i\max} = k_i \frac{u_c^2}{R_{нi}}. \quad \text{Отсюда } k_i = P_{i\max} \frac{R_{нi}}{u_c^2}.$$

Для указанных выше исходных данных $k_1=k_3=0,083$, $k_2=0,743$.

Поскольку период равен 16, то шаг изменения k_i составит $1/16$, с учетом этого выбираем $k_1=k_3=2/16=0,125$; $k_2=0,75=12/16$, т. е. из 16 периодов сетевого напряжения по 2 периода могут подключаться крайние секции, а 12 периодов — центральная секция. Описанный регулятор имеет следующие технические характеристики:

Количество каналов управления	3
Диапазон изменения входных сигналов, В	0—10
Диапазон изменения мощности, %	1—100
Коэффициент стабилизации мощности при изменении сетевого напряжения на $\pm 10\%$	≥ 10
Параметры выходных импульсов управления тиристорами:	
амплитуда, В	≥ 10
длительность, мкс	≥ 100
ток короткого замыкания, А	$\geq 0,5$

Описанный выше регулятор широко применяется в оборудовании наращивания диэлектрических слоев кремния при пониженном давлении.

В заключение рассмотрим преобразователь код — мощность на базе модуля МУТ-7 блока управления БУ-4 «Орион-4» (рис. 4.22). Модуль МУТ-7 включает 16-разрядный регистр 1, счетчики 2, 3, компаратор 4, схему сопадений 5 и формирователь импульсов 6. Плата усиления содержит выходной трансформаторный усилитель 7, трансформатор 8, диодный мостик 9 и фильтр 10.

Преобразователь работает следующим образом. Из блока управления в регистр записывается код фазового угла включения тиристора. При этом четыре старших разряда служат для ограни-

чения мощности, а 12 младших — для управления фазой. Для этого старшие разряды подаются в счетчик 2 с переменным коэффициентом пересчета. Так как на вход счетчика через компаратор 4 подается синхронизирующее сетевое напряжение, то 4 старших разряда будут задавать количество разрешенных периодов работы из 16. В счетчик 3 при каждом переходе сетевого напряжения через нуль записываются 12 младших разрядов, определяющие фазовый угол. После перехода сетевого напряжения через нуль содержимое счетчика увеличивается с тактовой частотой f_T , а сигнал переполнения выдается на схему совпадений 5 и при наличии сигнала

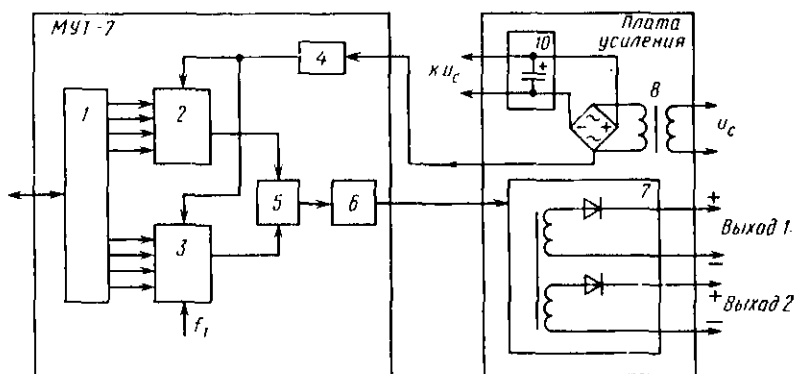


Рис. 4.22. Функциональная схема одного канала преобразователя код — мощность на базе модуля МУТ-7

нала со счетчика 2 проходит на формирователь импульса, запускающий выходной усилитель 7 и включающий тиристоры. При этом напряжение на нагрузке будет, как на рис. 4.21, з, а максимальная мощность будет определяться выражениями (4.15) и (4.16), где коэффициент k , равен числу, составленному из четырех старших разрядов кода фазы. Диодный мост 9 и фильтр 10 служат для организации обратной связи по мощности. Для этого постоянное напряжение с платы управления, пропорциональное среднему значению сетевого напряжения, подается через модуль приема аналоговой МПА-4 в управляющую ЭВМ, где используется для пересчета значения фазового угла. Основные технические характеристики преобразователя:

Количество каналов	3
Разрядность кода задания	16
Диапазон регулирования мощности, %	0—100
Диапазон ограничения мощности, %	от 0 до 100, ступенями по 6,25

В настоящее время описанный преобразователь широко используется в системах регулирования температуры диффузионных электропечей.

Контрольные вопросы

1. Каким образом формулируются требования, предъявляемые к алгоритму управления? 2. Назовите порядок определения минимально возможного времени переходного процесса в САУ. 3. Какие параметры элементов САУ влияют на минимальное время переходного процесса? 4. Какая из трех основных схем включения исполнительных элементов удобна для использования в многоканальном устройстве управления тепловым объектом с резистивным нагревателем? 5. Какие факторы обуславливают повышение КПД силового устройства при импульсном управлении исполнительными элементами? 6. Назовите факторы, влияющие на выбор типа исполнительных элементов и использования импульсного управления. 7. Какие параметры силового устройства влияют на величину отдаваемой в нагрузку мощности? 8. Какая из структурных схем управляющих устройств наиболее пригодна при релейном управлении несколькими непрерывными объектами, датчики которых вырабатывают аналоговые сигналы обратной связи? 9. Рассчитайте коэффициенты k_1 , k_2 , k_3 включения секций нагревателя усилителя мощности, показанной на рис. 4.20, при $R_{н1}=R_{н3}=3$ Ом, $R_{н2}=10$ Ом, $U_c=220$ В, $P_{1\max}=P_{3\max}=1$ кВт, $P_{2\max}=3$ кВт и периоде 16. 10. Рассчитайте коэффициенты k_1 , k_2 , k_3 включения секций нагревателя усилителя мощности, показанной на рис. 4.20, при $R_{н1}=R_{н3}=2$ Ом, $R_{н2}=6$ Ом, $U_c=220$ В, $P_{1\max}=P_{3\max}=2$ кВт, $P_{2\max}=5$ кВт и периоде 16. 11. Как отличаются частотные спектры напряжения нагрузки при фазовом и частотноимпульсном управлении мощностью?

ГЛАВА 5

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯМИ И ЭЛЕКТРОПРИВОД

§ 5.1. Требования к электроприводам технологического оборудования микроэлектроники и типы применяемых приводов

Требования к используемому в микроэлектронике оборудованию определяются рядом таких особенностей производства интегральных микросхем (ИМС), как исключительно малые геометрические размеры элементов ИМС, выполненные с высокой точностью размеров элементов и их относительного расположения, массовый характер производства ИМС.

Некоторое представление о требованиях к размерам и допускам на элементы ИМС дает табл. 5.1.

Рассмотрим основные операции изготовления ИМС, точность выполнения которых, а следовательно, качество ИМС, в значительной мере обеспечивается системами управления перемещениями и автоматическим электроприводом.

Изготовление фотошаблонов. Для изготовления одной микросхемы в зависимости от ее сложности необходим комплект, состоящий из 3—10 и более совмещающихся между собой фотошабло-

нов. Начальным этапом изготовления фотошаблона является вычерчивание или вырезание оригинала с большим увеличением элементов схемы, внутрисхемных соединений и реперных знаков. Эта операция выполняется на координатографах с рабочим полем до 1500×1500 мм при скоростях до 300 мм/с с точностью до 10 мкм. Последующим уменьшением и фотографированием оригиналов (обычно в два-три этапа) получают изображение с шириной линий 1—3 мкм. Полученное таким образом отдельное изображение многократно экспонируют на фотопластине. При этом между двумя

Т а б л и ц а 5.1. Размеры ИМС и допуски

Параметры	Класс ИМС			
	I	II	III	IV
Минимальный размер элементов, мкм	20	10	5	2
Зазоры на совмещение, мкм	10	5	3	1
Допуски на размер элементов, мкм	2	1,5	0,6	0,3
Допуск на совмещаемость, мкм	4	2	1	0,1

экспозициями фотопластину смещают на точно установленные расстояния по строке (X-смещение) и от строки к строке (Y-смещение). Эта операция выполняется на фотоповторителях. Современные конструкции фотоповторителей [8] имеют рабочее поле до 150 мм и обеспечивают точность установки позиции до $\pm 0,4$ мкм. Прогрессивным способом изготовления фотошаблонов является одиночный и групповой микрофотонабор, осуществляемый на генераторах изображений. Микрофотонабор исключает изготовление оригинала на координатографах и фоторедукцию. Топология фотошаблона образуется при этом как композиция прямоугольных фрагментов, формируемых управляемыми от ЭВМ наборными диафрагмами в поле до 3000 мкм с дискретностью в 1 мкм.

Перенос изображений на полупроводниковые пластины. Основным методом переноса изображений на пластины до последних лет являлась контактная фотопечать с фотошаблона с совмещением по реперным знакам. Неизбежность быстрого износа комплекта фотошаблонов при этом породила разработку методов проекционного совмещения и экспонирования. Однако наиболее перспективным явился метод мультипликации изображения топологии ИС непосредственно на кремниевые пластины с одновременным совмещением. Установки такого назначения (мультипликаторы) функционально представляют собой фотоповторители, дополненные системой автоматического совмещения реперных знаков проецируемого изображения со знаками, имеющимися на пластине от предыдущих операций фотолитографии. С точки зрения требований к координатной системе перемещения полупроводни-

ковой пластины для мультипликаторов в сравнении с фотоповторителями возникает необходимость поворота координатного стола в пределах до ± 10 угл. мин.

Электронно-лучевые процессы. Электронно-лучевая технология является одним из современных технологических методов изготовления ИМС. Электронные и ионные пучки фокусируются с помощью электрических и магнитных полей и отклоняются в любую точку обрабатываемой поверхности в ограниченном диапазоне. При групповых методах обработки формирование топологии внутри одного модуля осуществляется воздействием на отклоняющую систему электронно-лучевой установки, а перемещение от модуля к модулю выполняется механически. Требуемая скорость вывода на позицию до 20 мм/с при точности установки до 3—5 мкм.

Монтажно-сборочные процессы. Сборка — один из заключительных этапов изготовления ИМС. Сборочные процессы в отличие от групповых способов обработки характеризуются индивидуальным характером выполнения операций. Они наиболее трудоемки. Трудоемкость их составляет в среднем около 35% общей трудоемкости изготовления ИМС. Монтаж кристалла в корпус включает две основные операции: присоединение кристалла к корпусу и соединение микросваркой контактных площадок с traversами корпуса. Первая из них осуществляется механическими манипуляторами, работающими с предварительно ориентированными на ленте-носителе кристаллами. Вторая операция выполняется на установках межсоединений, основным элементом которых является координатная система, перемещающая по программе сварочный инструмент между контактами с требуемой точностью установки его позиции до 10 мкм. Современный уровень производительности автоматов межсоединений 20—30 тысяч сварок в час, или 0,2—0,3 с на одну перемычку.

Контрольно-измерительные операции. Из множества контрольных операций наиболее важным с технико-экономических позиций является функциональный контроль отдельных ИМС на пластине с последующей выбраковкой дефектных. Эти испытания производятся с помощью установок с многозондовыми головками, комплектуемыми двухкоординатными каретками, обеспечивающими в диапазоне перемещений до 300 мм точность установки позиции до 5—10 мкм. Современные установки обеспечивают производительность до 60 000 циклов перемещения в час.

Большинство координатных систем, комплектующих установки изготовления фотопластин, переноса изображения на полупроводниковые пластины, монтажно-сборочные и контрольно-измерительные, относятся к системам позиционирования. Это предопределило широкое применение в них привода с шаговыми двигателями благодаря возможности непосредственного управления ими от цифровых управляющих устройств, наличия усилия фиксации в статическом состоянии, возможности в ряде случаев построения

разомкнутых по положению объекта систем. Однако сравнительно невысокие скорости таких двигателей в номинальных режимах, наличие значительных колебаний во всем диапазоне скоростей, неблагоприятно влияющих на сохранение точностных показателей элементов преобразования движения во времени, во многом ограничили их применение в прецизионных системах.

Появление способов управления шаговыми двигателями переводящих их в режим бесконтактной машины постоянного тока, позволило увеличить максимальные скорости в 5—10 раз при существенном улучшении качества движения. Способы стартового управления позволили исключить колебания при работе на низких скоростях вблизи заданной позиции. При этом сохраняются специфические положительные качества такого типа двигателей.

Появление в практике проектирования координатных систем линейных шаговых двигателей на электромагнитных направляющих с аэростатическим подвесом подвижной части дало возможность разрешить большинство противоречий между точностью и быстродействием систем управления перемещениями, обеспечить стабильность во времени эксплуатационных характеристик оборудования. Возможность самой высокой степени унификации приводных систем на базе линейных шаговых двигателей обеспечивает оперативную сменяемость поколений технологического оборудования микроэлектроники.

Подготовка пластин кремния. Основным материалом в производстве ИМС служит монокристаллический кремний. Кремниевые пластины изготавливаются диаметром до 200 мм и толщиной 0,2—0,4 мм, шлифуются и полируются специальными составами. В настоящее время основным промышленным методом получения монокристаллического кремния является метод Чохральского. Ведутся исследования по выращиванию профильных (ленточных) монокристаллов. Технологический процесс получения монокристаллов предъявляет жесткие требования к системе привода по равномерности скорости перемещения. Скорость вытягивания слитка по методу Чохральского составляет 2—5 мм/с, в то время как процесс выращивания ленточного монокристалла требует скорости 30—50 мм/с. Размах колебаний скорости не должен быть более 0,5%. Формирование слоя фоторезиста — конечная операция подготовки и начальная операция фотолитографического цикла. Для получения фотослоя толщиной от 0,5 до 2 мкм при неравномерности не более $\pm 5\%$ привод центрифуг нанесения фоторезиста должен обеспечивать стабильность скорости $\pm 5\%$ в рабочем интервале 500—6000 об/мин при апериодическом переходном процессе разгона регулируемой длительности не более 0,1—0,15 с.

Технологические процессы выращивания монокристаллов и подготовки полупроводниковых пластин к процессам фотолитографии требуют применения электроприводов со стабилизацией скорости с точностью до единиц процента и с регулированием скорости в

сравнительно нешироком диапазоне в пределах до 1:20 при жестких требованиях к длительности и плавности разгона и торможения. Подобное сочетание технических требований определяет преимущественное применение регулируемых электроприводов с двигателями постоянного тока.

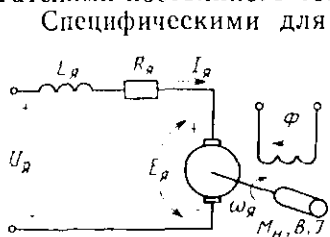


Рис. 5.1. Схема включения двигателя постоянного тока

Специфическими для процессов контроля на функционирование ИМС и сборки микросхем являются вертикальные перемещения зондовой головки и сварочного инструмента в диапазоне 1—2 мм при контролируемом усилии контактирования с элементами ИМС и корпуса. Используемые здесь приводные механизмы с кулачковыми преобразователями отличаются неоправданной для таких применений сложностью и невысокой надежностью. Перспективен для таких узлов пьезоэлектрический привод, предельно упрощающий конструкцию и схему устройств.

§ 5.2. Приводы с двигателями постоянного тока

Передаточные функции двигателя постоянного тока. Схема включения двигателя постоянного тока (ДПТ) при управлении по цепи якоря дана на рис. 5.1. ДПТ подключен к источнику с напряжением $U_{\text{я}}$ при постоянном возбуждении потоком Φ и нагружен приведенным к якорю суммарным моментом инерции J , постоянным моментом сопротивления нагрузки $M_{\text{н}}$ и моментом типа вязкого трения с коэффициентом B . Уравнение электрического равновесия якорной цепи с индуктивностью $L_{\text{я}}$ и активным сопротивлением $R_{\text{я}}$ при протекании якорного тока $I_{\text{я}}$ имеет вид

$$U_{\text{я}} = E_{\text{я}} + R_{\text{я}} I_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt}, \quad (5.1)$$

где ЭДС вращения $E_{\text{я}}$ пропорциональна конструктивной постоянной $k_{\text{я}}$, потоку возбуждения Φ и угловой скорости $\omega_{\text{я}}$:

$$E_{\text{я}} = k_{\text{я}} \Phi \omega_{\text{я}}. \quad (5.2)$$

Равновесие моментов на валу ДПТ записывается уравнением

$$M = M_{\text{н}} + B \omega_{\text{я}} + J \frac{d\omega_{\text{я}}}{dt}, \quad (5.3)$$

где движущий момент M определяется произведением

$$M = k_{\text{я}} \Phi I_{\text{я}}. \quad (5.4)$$

Для записи уравнений ДПТ в безразмерной форме можно принять в качестве базового значения номинальное напряжение и зафиксировать базовые величины:

ток короткого замыкания $I_{кз} = U_{я.ном}/R_я$;

скорость идеального холостого хода $\omega_{я0} = U_{я.ном}/(k_я\Phi)$;

момент короткого замыкания $M_{кз} = k_я\Phi I_{кз}$.

Тогда относительные безразмерные величины определяются в следующем виде:

напряжение на якоре $u = U_я/U_{я.ном}$;

якорный ток $i = I_я/I_{кз}$;

ЭДС вращения $e = E_я/U_{я.ном}$;

скорость $\omega = \omega_я/\omega_{я0}$;

движущий момент $\mu = M/M_{кз}$;

момент нагрузки $\mu_n = M_n/M_{кз}$;

коэффициент вязкого трения $k_n = B\omega_{я0}/M_{кз}$.

Обозначив электромагнитную постоянную времени якоря и электромеханическую постоянную времени нагруженного двигателя соответственно в виде

$$T_я = L_я/R_я \text{ и } T = J\omega_{я0}/M_{кз},$$

и соотношение между ними как $T_я = \alpha T$, можно выразить уравнения (5.1) — (5.4) в относительных единицах:

$$u = e + i\alpha T \frac{di}{dt}, \quad e = \omega,$$

$$\mu = \mu_n + k_n\omega + T \frac{d\omega}{dt}, \quad \mu = i. \quad (5.5)$$

В операторной форме уравнения (5.5) представляются следующим образом

$$u(p) = e(p) + i(p) + \alpha T p i(p), \quad e(p) = \omega(p),$$

$$\mu(p) = \mu_n(p) + k_n\omega(p) + T p \omega(p), \quad \mu(p) = i(p). \quad (5.6)$$

Совместное решение уравнений (5.6) относительно $\omega(p)$ дает выражения передаточных функций ДИТ соответственно по якорному напряжению и по моменту сопротивления нагрузки:

$$W_{я.н}(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1}{1 + k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)}, \quad (5.7)$$

$$W_{я.с}(p) = \frac{\omega(p)}{\mu_n(p)} = \frac{\alpha T p + 1}{1 + k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)},$$

по току якоря

$$W_{я.т}(p) = \frac{\omega(p)}{i(p)} = \frac{1}{k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right)}. \quad (5.8)$$

Передаточная функция тока якоря по напряжению, приложенному к цепи якоря,

$$W_{\tau,и}(p) = \frac{i(p)}{u(p)} = \frac{k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right)}{1 + k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)} \quad (5.9)$$

и по моменту сопротивления нагрузки

$$W_{\tau,с}(p) = \frac{i(p)}{\mu_n(p)} = \frac{1}{1 + k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)}.$$

Полученные передаточные функции составляют основу для анализа замкнутых систем с ДПТ.

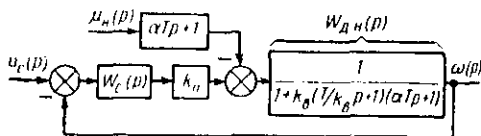
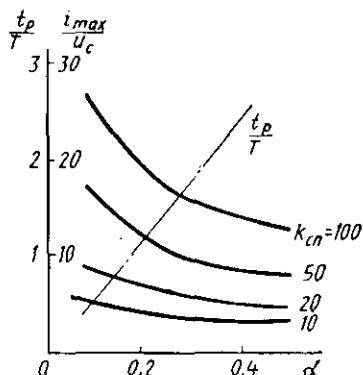


Рис. 5.2. Структурная схема системы управления скоростью ДПТ по напряжению якоря

Рис. 5.3. Относительное время регулирования t_p/T и относительная величина броска якорного тока i_{max}/u_c для систем с Прегулятором



Замкнутые системы регулирования скорости привода с двигателем постоянного тока. Структурная схема системы управления скоростью ДПТ по напряжению якоря дана на рис. 5.2. Здесь $W_{дн}(p)$ — передаточная функция двигателя по напряжению якоря, k_n — передаточный коэффициент силового преобразователя, $W_c(p)$ — передаточная функция регулятора скорости. Передаточная функция замкнутой по скорости ω системы относительно задающего сигнала u_c запишется в виде

$$W_{к,с}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{k_n W_c(p)}{1 + k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right) (\alpha T p + 1) + k_n W_c(p)}.$$

При пропорциональном регуляторе (П-регуляторе) скорости $W_c(p) = k_c$. Обозначив общий коэффициент передачи цепи $k_c k_n =$

$\equiv k_{\text{сн}}$, передаточную функцию замкнутой системы можно представить в виде

$$W_{\text{к.с}}(p) = \frac{k_{\text{с.н}}}{\alpha T^2 p^2 + (1 + \alpha k_{\text{н}}) T p + (1 + k_{\text{сн}} + k_{\text{н}})}.$$

Учитывая, что $k_{\text{н}} < 1$ и, следовательно, $k_{\text{н}} \ll k_{\text{сн}} + 1$, и пренебрегая произведением $\alpha k_{\text{н}}$ в сравнении с единицей, передаточную функцию скорости по управляющему воздействию можно записать как

$$W_{\text{к.с}}(p) \approx \frac{k_{\text{с.н}}}{1 + k_{\text{с.н}}} \frac{1}{\frac{\alpha}{k_{\text{с.н}}} T^2 p^2 + \frac{1}{k_{\text{с.н}}} T p + 1}. \quad (5.10)$$

С учетом (5.9) зависимость якорного тока от управляющего воздействия представится в виде

$$\frac{i(p)}{u_{\text{с}}(p)} = \frac{k_{\text{с.н}}}{1 + k_{\text{с.н}}} \frac{T p + k_{\text{н}}}{\frac{\alpha}{k_{\text{с.н}}} T^2 p^2 + \frac{1}{k_{\text{с.н}}} T p + 1}. \quad (5.11)$$

Полученная передаточная функция контура скорости $W_{\text{к.с}}(p)$ представляет собой колебательное звено с малым демпфированием. Уменьшение статизма регулирования скорости путем увеличения $k_{\text{с.н}}$ ведет к резкому увеличению относительной величины максимума якорного тока $i_{\text{мах}}/u_{\text{с}}$ в переходном колебательном процессе отработки задающего сигнала по скорости $u_{\text{с}}$, что неблагоприятно сказывается на элементах силового преобразователя.

Рассчитанные по (5.10) и (5.11) относительное время регулирования t_p/T и относительная величина броска якорного тока $i_{\text{мах}}/u_{\text{с}}$ для случая $k_{\text{н}} = 0$ при ступенчатом воздействии $u_{\text{с}}$ даны на рис. 5.3.

Улучшения динамических свойств системы управления скоростью ДПТ можно добиться введением интегральной составляющей в закон регулирования. При пропорционально-интегральном регуляторе (ПИ-регулятор)

$$W_{\text{с}}(p) = k_{\text{с}} \frac{T_{\text{с}} p + 1}{T_{\text{с}} p}.$$

Смысл введения интегральной составляющей состоит в исключении статической ошибки регулирования, в форсировке переходного процесса путем компенсации регулятором наибольшей постоянной времени неизменяемой части контура и настройке общего коэффициента передачи $k_{\text{с.н}}$, удовлетворяющей заданному критерию качества.

При условии вещественности корней характеристического уравнения $(1 - \alpha k_{\text{н}})^2 > 4\alpha$ передаточную функцию ДПТ (5.7) можно представить в виде двух последовательно соединенных аperiодических звеньев:

$$W_{\text{дп}}(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Для компенсации наибольшей постоянной времени T_1 необходимо выбрать постоянную времени ПИ-регулятора T_c равной T_1 и передаточная функция разомкнутой цепи представится в виде

$$\left[\frac{\omega(p)}{u_c(p)} \right]_{\text{раз}} = \frac{k_{c.n}}{T_1 p (T_2 p + 1)}.$$

Для замкнутого контура регулирования скорости

$$W_{к.с}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{1}{\frac{T_1 T_2}{k_{c.n}} p^2 + \frac{T_1}{k_{c.n}} p + 1}.$$

В стандартной форме записи

$$W_{к.с}(p) = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\xi \tau p + 1},$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{k_{c.n}}}, \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_1}{k_{c.n} T_2}}. \quad (5.12)$$

Таким образом, контур регулирования скорости описывается передаточной функцией колебательного звена с коэффициентом демпфирования ξ , зависящим в данном случае лишь от общего коэффициента передачи $k_{c.n}$.

Существует ряд критериев, связывающих показатели качества регулирования. Для переходных процессов колебательного типа основной из стандартных настроек является настройка, обеспечивающая так называемый *технический оптимум* или *оптимум по модулю*. Для этого необходимо обеспечить значение коэффициента демпфирования $\xi = \sqrt{2}/2$. В этом случае при ступенчатом управляющем воздействии достигается минимальное время регулирования $t_p = 4,7\tau$ при практически пренебрежимом перерегулировании, равном 4,3%.

Как следует из (5.12), настройка на оптимум по модулю обеспечивается выбором общего коэффициента передачи системы $k_{c.n} = T_1/(2T_2)$.

Передаточная функция якорного тока i по управляющему воздействию u_c определяется выражением

$$\frac{i(p)}{u_c(p)} = \frac{T p + k_n}{\tau^2 p^2 + 2\xi \tau p + 1}. \quad (5.13)$$

Рассчитанные по (5.12) и (5.13) относительное время регулирования t_p/T и относительное значение броска якорного тока $i_{\max}/u_c$ в переходном процессе при ступенчатом управляющем воздействии для случая отсутствия внешней нагрузки типа вязкого трения $k_n = 0$ даны на рис. 5.4.

Преобразователи для управления ДПТ по току якоря строятся по замкнутой структуре с использованием отрицательной обратной связи по току якорной цепи (рис. 5.5) и включают в себя силовой преобразователь напряжения, обладающий коэффициентом передачи k_n , и пропорциональный регулятор тока с коэффициентом k_T . Структурный элемент с передаточной функцией $W_{т.н}(p)$ отображает в соответствии с (5.9) преобразование приложенного к якорю напряжения u в ток якоря i . Возможность масштабирования сигнала обратной связи по току, снимаемого с датчика тока якоря, и сигнала управления током якоря u_T при безынерционной цепи обратной связи позволяет полагать обратную связь единичной.

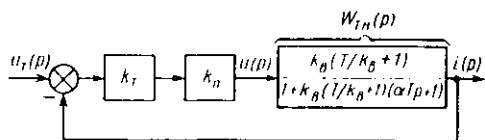
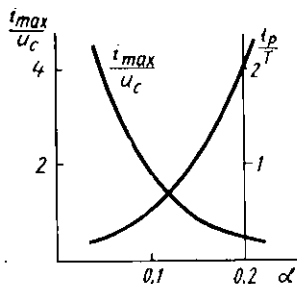


Рис. 5.5. Структурная схема контура регулирования тока якоря

Рис. 5.4. Относительное время регулирования t_p/T и относительная величина броска якорного тока i_{max}/u_c для системы с ПИ-регулятором

Передаточная функция замкнутого контура регулирования якорного тока

$$W_{к.т.}(p) = \frac{i(p)}{u_T(p)} = \frac{k_T k_n k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right)}{1 + k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right) (\alpha T p + 1) + k_T k_n k_n \left(\frac{T}{k_n} p + 1 \right)} \quad (5.14)$$

Преобразуя выражение (5.14) с учетом того, что $k_n k_T \gg 1$ и $\alpha < 1$, можно получить передаточную функцию контура регулирования якорного тока как безынерционного статического регулятора с передаточной функцией

$$W_{к.т.}(p) = \frac{k_n k_T}{1 + k_n k_T} = k_{к.т.}$$

Контур регулирования тока является внутренним для системы управления скоростью ДПТ с обратной связью по скорости (рис. 5.6). Кроме безынерционного контура тока с коэффициентом передачи структурная схема включает в себя регулятор скорости с передаточной функцией $W_c(p)$. Объект регулирования отображен звеном с передаточной функцией $W_{д.т.}(p)$ в соответствии с (5.8). Сигнал задания по скорости u_c согласован масштабно с сигналом

обратной связи по скорости ω . Регуляторы скорости обычно выполняются со статической характеристикой с ограничением выходного сигнала управления током якоря на уровне $i_{огр}$, соответствующем максимально допустимому якорному току. Следовательно, при рассогласовании по скорости, превышающем зону линейности регулятора скорости, система оказывается разомкнутой. В частности, при отсутствии на валу нагрузки типа вязкого трения $k_b = 0$ и $W_{д.т}(p) = 1/(Tp)$ и при больших рассогласованиях между u_c и ω скорость нарастает с постоянным ускорением по закону $\omega = ti_{огр}/T$.

При работе в линейной зоне П-регулятора скорости $W_c(p) = k_c$ и замкнутая система описывается передаточной функцией по задающему воздействию

$$W_{к.с}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{k_{с.кт}}{k_b + k_{с.кт}} \cdot \frac{1}{\frac{T}{k_b + k_{с.кт}} p + 1}, \quad (5.15)$$

где $k_{с.кт} = k_c k_{кт}$.

Передаточная функция системы по возмущающему воздействию момента нагрузки

$$W_{к.л}(p) = \frac{\omega(p)}{M_n(p)} = \frac{1}{k_b + k_{с.кт}} \cdot \frac{1}{\frac{T}{k_{с.кт} + k_b} p + 1}. \quad (5.16)$$

Из формул (5.15) и (5.16) следует, что при отсутствии нагрузки, зависящей от скорости ($k_b = 0$), ликвидируется ошибка в установившемся режиме от управляющего воздействия u_c , ошибка же от изменений момента нагрузки сохраняется и в этом случае. Добиваясь уменьшения статической ошибки путем увеличения общего коэффициента передачи $k_{с.кт}$, рискуют увеличением колебательности пере-

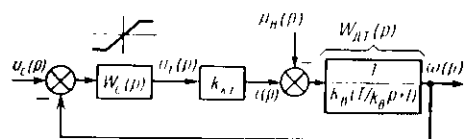


Рис. 5.6. Структурная схема контура регулирования скорости

ходного процесса и в конечном итоге получением неустойчивой системы из-за наличия малых неучтенных постоянных времени контура скорости.

Введение интегральной составляющей в закон регулирования позволяет исключить рассогласование в установившемся режиме, а также уменьшить требуемый коэффициент передачи системы. При ПИ-регуляторе скорости

$$W_c(p) = k_c \frac{T_c p + 1}{T_c p}$$

и передаточная функция системы по управлению

$$W_{к.с}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{k_{с.кт}(T_c p + 1)}{k_{с.кт}(T_c p + 1) + T_c p k_b \left(\frac{T}{k_b} p + 1 \right)}.$$

Приравняв $T_c = T$ и учитывая, что $k_{с.к\tau} \gg k_n$, можно представить передаточную функцию по управлению в виде

$$W_{к.с}(p) = \frac{1}{\frac{T}{k_{с.к\tau}} p + 1}. \quad (5.17)$$

Передаточная функция по моменту нагрузки

$$W_{к.сн}(p) = -\frac{1}{k_{с.к\tau}} \cdot \frac{T p}{(T p + 1) \left(\frac{T}{k_{с.к\tau}} p + 1 \right)}.$$

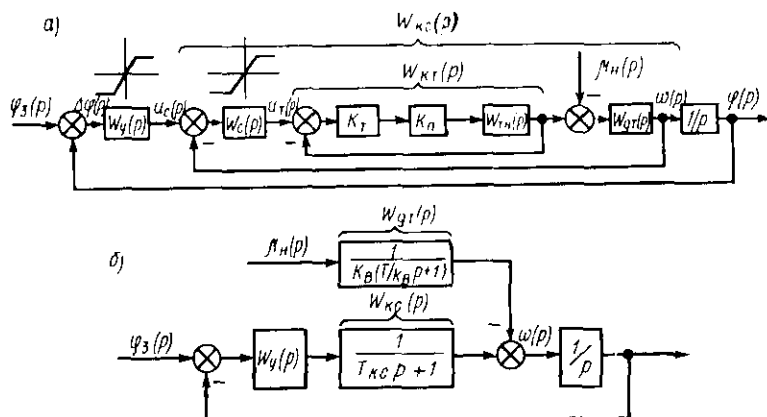


Рис. 5.7. Структурная схема позиционной системы с ДПТ:
а — полная схема; б — преобразованная схема для установочных перемещений

Управление положением привода с двигателем постоянного тока в режиме позиционирования. При позиционировании назначение системы привода состоит в перемещении рабочего органа из одной фиксированной позиции в другую. Траектория перемещения должна обеспечивать минимальное время позиционирования без колебаний в конечной позиции.

Структурно система позиционирования представляет собой трехконтурную схему с контуром тока якоря, списываемым передаточной функцией $W_{к.т}(p)$, контуром скорости с передаточной функцией $W_{к.с}(p)$ и внешним контуром положения, связывающим текущий угол поворота якоря $\varphi(p)$ с заданным $\varphi_3(p)$ (рис. 5.7, а). Все величины на структурной схеме выражены в относительных единицах. За базис угла принят угол поворота якоря в радианах за 1 с при скорости вращения, равной скорости идеального холостого хода $\omega_{я0}$. Поэтому связь угла поворота φ со скоростью представлена через интегратор с передаточной функцией $1/p$.

Регулятор скорости с введенным нелинейным элементом осуществляет функции ограничения движущего момента. Регулятор положения (угла поворота) с передаточной функцией $W_y(p)$ с характеристикой насыщения выполняет функцию ограничения скорости позиционирования.

При работе системы позиционирования различают как минимум два этапа движения:

этап установочных перемещений вблизи заданной позиции, когда разность $(\varphi - \varphi_3)$ мала, ни один из регуляторов не ограничен и система работает как линейная;

этап основных перемещений, при отработке которого в течение определенного времени двигатель работает при ограничении регулятора положения, а регулятор скорости ограничивается при разгоне и торможении.

Для этапа установочных перемещений трехконтурная нелинейная система (рис. 5.7, а) преобразуется к одноконтурной линейной, структурная схема которой дана на рис. 5.7, б. Передаточная функция разомкнутого контура положения по управлению имеет вид

$$\left[\frac{\varphi(p)}{\varphi_3(p)} \right]_{\text{раз}} = W_y(p) W_{\kappa.c}(p) \frac{1}{p}.$$

При управлении током якоря замкнутый контур скорости описывается аperiodическим звеном (5.17)

$$W_{\kappa.c}(p) = \frac{1}{T_{\kappa.c} p + 1}.$$

При применении пропорционального регулятора положения $W_y(p) = k_y$ и передаточная функция замкнутого контура положения приобретает вид передаточной функции колебательного звена

$$W_{\kappa.y}(p) = \frac{1}{\frac{T_{\kappa.c}}{k_y} p^2 + \frac{1}{k_y} p + 1}.$$

В стандартной форме

$$W_{\kappa.y}(p) = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\xi \tau p + 1},$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_{\kappa.c}}{k_y}}, \quad \xi = \frac{1}{2\sqrt{k_y T_{\kappa.c}}}.$$

Настройка на оптимум по модулю при этом соответствует коэффициенту передачи регулятора положения

$$k_y = \frac{1}{2T_{\kappa.c}}. \quad (5.18)$$

В настроенной по (5.18) системе отработка малого ступенчатого управляющего воздействия φ_3 осуществляется за время, не превышающее $4,7\tau$ при перерегулировании не более 4,3%. Поэтому полученную величину k_y приходится оценивать как максимально допустимую. При уменьшении k_y процесс приближается к апериодическому с соответствующим снижением быстродействия при установочных перемещениях.

Обычно выбор коэффициента передачи регулятора положения, обеспечивающего заданное качество движения на этапе установочных перемещений, вступает в противоречие с требованиями обеспечения необходимого быстродействия на этапе основных перемещений.

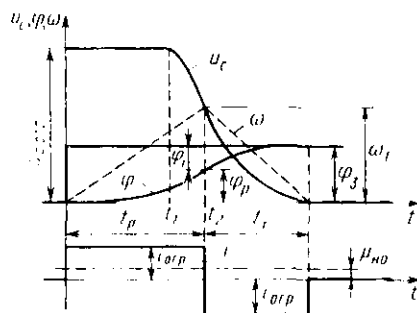


Рис. 5.8. Позиционирование при треугольной диаграмме скорости

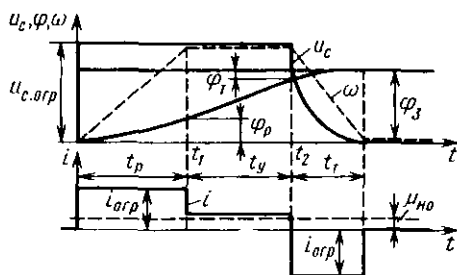


Рис. 5.9. Позиционирование при трапецидальной диаграмме скорости

Как следует из теории, оптимальным по быстродействию является процесс на этапе основных перемещений, когда разгон позиционного периода осуществляется с максимально допустимым ускорением, а торможение — с максимально допустимым замедлением привода, что приводит на относительно коротких перемещениях к треугольной диаграмме скорости (рис. 5.8), а на перемещениях, когда привод достигает во время движения максимально допустимой скорости, — к трапецидальной диаграмме с участком движения с максимальной скоростью (рис. 5.9).

Если на систему (см. рис. 5.7, а) подано управляющее воздействие на перемещение φ_3 достаточно большой величины, то из-за насыщения регуляторов положения и скорости соответственно на уровнях $u_{c,огр}$ и $u_{\omega,огр}$ контуры позиций и скорости оказываются разомкнутыми. При постоянном моменте нагрузки $\mu_{но}$ разгон двигателя происходит с постоянным ускорением под действием момента ($i_{огр} - \mu_{но}$). В момент времени t_1 , зависящий от $u_{c,огр}$ и значения коэффициента передачи регулятора положения k_y , регулятор положения выходит из насыщения и его выходной сигнал u_c снижается по закону

$$u_c = k_y (\varphi_3 - \varphi).$$

Оставаясь насыщенным по причине того, что на этом участке $u_c > \omega$, регулятор скорости выходным сигналом u_r через контур тока якоря поддерживает ток якоря на максимальном уровне $i_{орп}$. По достижении угла φ_r в момент времени t_r , когда скорость якоря становится равной сигналу с регулятора позиции

$$k_y (\varphi_3 - \varphi_r) = \omega_r, \quad (5.19)$$

контур тока переключит ток якоря на противоположный по знаку, т. е. ток якоря меняется по релейному закону

$$i = i_{орп} \operatorname{sign} [k_y (\varphi_3 - \varphi) - \omega].$$

При этом учитывается, что на высоких скоростях временем перехода через зону линейности регулятора скорости можно пренебречь.

Под действием тормозного момента $(i_{орп} + \mu_{н0})$ скорость линейно снижается за время торможения t_r и двигатель останавливается по достижении сигналом рассогласования по позиции $\Delta\varphi = (\varphi - \varphi_3)$ нуля. При пассивном моменте нагрузки типа сухого трения

$$\mu_n = \mu_{н0} \operatorname{sign} \omega,$$

ускорения разгона и торможения выразятся соответственно в виде

$$T \frac{d\omega}{dt} = i_{орп} - \mu_{н0}, \quad T \frac{d\omega}{dt} = -(i_{орп} + \mu_{н0}).$$

Соответственно время разгона и торможения

$$t_p = \frac{\omega_r T}{i_{орп} - \mu_{н0}}, \quad (5.20)$$

$$t_r = \frac{\omega_r T}{i_{орп} + \mu_{н0}}. \quad (5.21)$$

Полное перемещение в радианах для рассматриваемой треугольной диаграммы скорости

$$\varphi_3 = \varphi_p + \varphi_r = \frac{\omega_r}{2} (t_p + t_r) = \omega_r T \frac{i_{орп}}{i_{орп}^2 - \mu_{н0}^2}. \quad (5.22)$$

Подставив в (5.19) значение ω_r из (5.22), можно найти значение коэффициента передачи пропорционального регулятора положения, реализующего треугольный закон изменения скорости по рис. 5.8 при обработке заданного перемещения φ_3 :

$$k_y = \sqrt{\frac{1}{T \varphi_3 \left(1 - \frac{\varphi_r}{\varphi_3}\right)^2} \cdot \frac{i_{орп} - \mu_{н0}}{i_{орп}}}.$$

Отношение угла разгона к заданному можно найти из треугольника скорости (рис. 5.8) в виде

$$\frac{\varphi_r}{\varphi_z} = \frac{t_p}{t_p + t_r}. \quad (5.23)$$

После подстановки сюда выражений (5.20) и (5.21) зависимость k_y от заданного перемещения окончательно получается в виде

$$k_y = 2 \sqrt{\frac{i_{огр}}{T\varphi_z} \cdot \frac{i_{огр} - i_{н0}}{i_{огр} + i_{н0}}}. \quad (5.24)$$

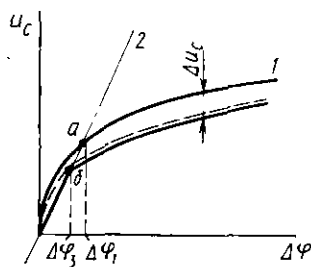
Полученное по формуле (5.24) значение коэффициента передачи пропорционального регулятора положения обеспечивает процесс позиционирования без перерегулирования и дотягивания со скоростями установочных перемещений лишь для единственного значения перемещения φ_z . При заданных перемещениях, меньших φ_z , процесс происходит с дотягиванием на малых скоростях при работе в линейной зоне регулятора скорости. Это происходит потому, что за время разгона на меньшей, чем φ_r , дистанции скорость не доходит к моменту сравнения t_2 до уровня ω_r . При торможении же сигналы на входе регулятора скорости сравниваются раньше достижения заданной позиции и дотягивание будет осуществляться с низкими скоростями при работе регулятора скорости в линейной зоне. При заданном перемещении, большем чем φ_z , скорость переключения на торможение оказывается большей ω_r и при интенсивности торможения, ограниченной максимальным значением тока $i_{огр}$, скорость не успевает снизиться до нуля в заданной позиции. Позиционирование происходит с перерегулированием и дотягиванием на малых скоростях после реверса.

Однако все сказанное относится лишь к случаям, когда в процессе разгона скорость не достигает максимально допустимой, ограничиваемой уровнем насыщения $u_{с.огр}$ регулятора положения ($\omega_r < u_{с.огр}$). При трапецеидальной диаграмме скорости (рис. 5.9) двигатель, достигая за время t_p максимально допустимой скорости $u_{с.огр}$, часть пути проходит с установившейся скоростью за время t_y . При этом условия разгона и торможения одинаковы для любых заданных перемещений, которые превышают некоторое базовое φ_6 , при котором участок движения с постоянной скоростью отсутствует, но при разгоне двигатель успевает достичь максимальной скорости, задаваемой насыщением регулятора положения $u_{с.огр}$, а торможение осуществляется с максимальной же скоростью, т. е. диаграмма скорости для базового перемещения φ_6 представляет собой треугольник с высотой, равной $u_{с.огр}$, и моменты времени t_1 и t_2 совпадают. Коэффициент передачи регулятора положения k_y рассчитывают по формулам (5.22) — (5.24) подстановкой $\omega_r = u_{с.огр}$ и $\varphi_z = \varphi_6$. Таким образом решается задача максимального быстрогодействия системы позиционирования для перемещений, превышающих базовое.

Задача обеспечения треугольного графика скорости, ведущего к наименьшему времени обработки, для перемещений, меньших базового, решается использованием регулятора положения с нелинейной статической характеристикой. В случае идеального холостого хода при $\mu_{н0}=0$ пути разгона и торможения одинаковы, т. е. $\varphi_p=\varphi_t=\varphi_3/2$, время разгона равно времени торможения: $t_p=t_t$, а в соответствии с формулой (5.40) регулятор положения настраивается на коэффициент передачи

$$k_y = 2 \sqrt{\frac{i_{огр}}{T\varphi_1}}.$$

В момент переключения с разгона на торможение разностный сигнал на входе регулятора положения $\Delta\varphi_r=\varphi_3/2$. Сигнал на выходе регулятора положения в момент переключения



$$u_{cr} = k_u \cdot \Delta\varphi_r = \sqrt{\frac{2i_{огр}}{T}} \Delta\varphi_r.$$

Чтобы это равенство выполнялось для всех заданных перемещений φ_3 , статическая характеристика ненасыщенной зоны регулятора положения должна быть параболической:

Рис. 5.10. Характеристика параболического регулятора положения

$$u_c = \sqrt{\frac{2i_{огр}}{T}} \Delta\varphi. \quad (5.25)$$

Нелинейная статическая характеристика, соответствующая (5.25), показана параболой 1 на рис. 5.10. При $\Delta\varphi \rightarrow 0$ коэффициент передачи регулятора положения стремится к бесконечности, что приводит к неустойчивости при движении привода вблизи заданной позиции. Чтобы избежать этого, начальный участок формируется линейным, соответствующим настройке на оптимум по модулю (5.18) для этапа установочных перемещений (прямая 2). В результате получается параболическая характеристика с линейной частью после излома в точке а при входном сигнале $\Delta\varphi_1$. В реальных условиях при наличии момента нагрузки и ограниченного быстродействия контура скорости при относительно низких скоростях вблизи заданной позиции якорный ток переключается не мгновенно, а в течение некоторого конечного времени. Поэтому торможение необходимо начинать раньше, что приводит к уменьшению ординаты на некоторую величину Δu_c параболической части статической характеристики и ее сопряжению с линейной частью в точке б при входном сигнале $\Delta\varphi_3 < \Delta\varphi_1$ (характеристика 3). Если регулятор положения выполнен в аналоговом виде на операционном усилителе, то характеристика типа 3 реализуется включением нелинейного элемента на входе или в цепи обратной связи.

§ 5.3. Шаговый электропривод

Принцип работы шагового двигателя. Шаговый двигатель (ШД) — это электрическая машина, позволяющая преобразовывать импульсы управления в угловые или линейные перемещения фиксированной величины.

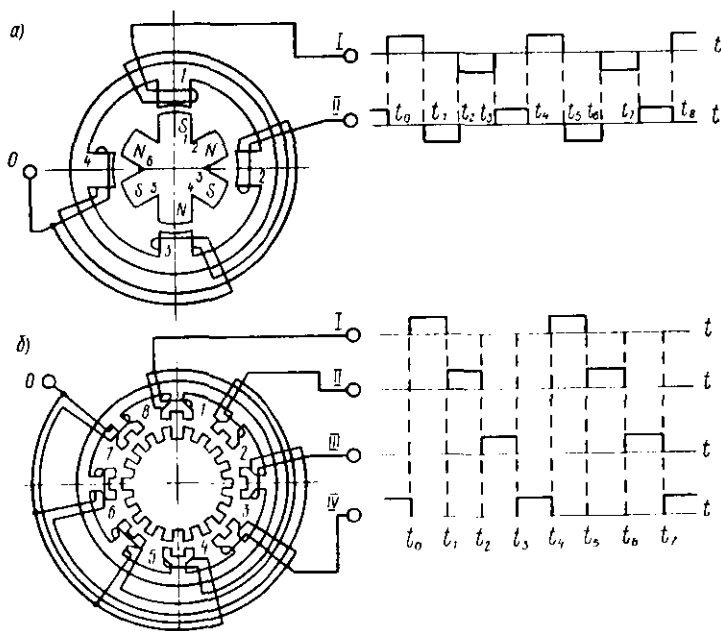


Рис. 5.11. Конструкции двухфазного шагового двигателя с активным ротором (а) и четырехфазного шагового двигателя с пассивным ротором (б)

Сначала речь пойдет лишь о ШД вращательного движения. По конструкции ШД представляют собой многофазные синхронные двигатели с явно выраженными полюсами, рассчитанные на работу в широком диапазоне частот управляющих импульсов, включая нулевую (фиксацию ротора при питании фазной обмотки постоянным током). ШД различаются прежде всего числом фаз и типом магнитной системы. Большинство конструкций ШД имеет от двух до шести фаз. По типу магнитной системы ШД делятся на двигатели с активным ротором и на двигатели с пассивным ротором.

Ротор активного ШД (рис. 5.11, а) представляет собой конструкцию типа звездочки из постоянных магнитов. На полюсных выступах 1—4 статора размещены обмотки двух фаз I и II. Обмотки одной фазы располагаются на противоположных полюсах

и соединены последовательно. Когда по обмоткам I фазы протекает ток положительного направления (интервал t_0-t_1), не нагруженный внешним моментом ротор зафиксирован в положении, при котором ось полюсов ротора $1-4$ расположена по оси статора $1-3$. При отключении фазы I и включении с отрицательной полярностью фазы II (интервал t_1-t_2) ротор, поворачиваясь по часовой стрелке, фиксируется в положении, когда полюс 2 ротора располагается по оси полюса 2 статора, а полюс 5 ротора — по оси полюса 4 статора. Подобным образом на интервале t_2-t_3 ось полюсов ротора $3-6$ расположится по оси полюсов статора $1-3$, а на интервале t_3-t_4 ось полюсов $1-4$ ротора зафиксорируется по оси полюсов $2-4$ статора. Далее, на интервале t_4-t_5 электрическое состояние обмоток становится идентичным состоянию на интервале t_0-t_1 , положение ротора подобно положению на интервале t_0-t_1 . Начинается новый цикл коммутации двигателя. Таким образом, после каждого переключения фаз ротор поворачивается на фиксированный угол, равный в данном примере 30° . За цикл коммутации (t_0-t_4 или t_4-t_8), состоящий из четырех тактов коммутации, ротор совершает четыре скачкообразных угловых перемещения, называемых *шагами*. В общем случае угловая величина шага, называемая *ценой шага*, определяется для ШД с активным ротором формулой

$$\alpha = 2\pi / (pn),$$

где p — число пар полюсов активного ротора; n — число тактов коммутации ШД в цикле.

Конструктивная схема четырехфазного ШД с пассивным ротором дана на рис. 5.11, б. Ротор выполнен в виде зубчатого цилиндра из магнитомягкой стали. На зубчатых полюсах $1-8$ статора расположены обмотки четырех фаз $I-IV$. Обмотки одной фазы размещены на противоположных полюсах и соединены последовательно. При включенной фазе I (t_0-t_1) ротор занимает позицию, соответствующую максимуму магнитной проводимости между полюсами фазы I и ротором, что соответствует соосности зубцов ротора и зубцов полюсов статора 1 и 5 . При включении фазы II (t_1-t_2) ротор поворачивается по часовой стрелке и занимает положение, когда зубцы ротора расположены по оси зубцов полюсов статора 2 и 6 . Далее включаются последовательно фазы III и IV . При каждом такте коммутации ротор поворачивается на малый угол, в первом такте (t_4-t_5) следующего цикла коммутации ротор занимает подобное такту t_0-t_1 положение, повернувшись за цикл коммутации на угол, равный зубцовому делению ротора, т. е. на угол, занимаемый одним зубцом и одним пазом ротора. В данном примере с 18 зубцами на роторе этот угол равен 20° . В каждом из четырех тактов цикла коммутации ротор поворачивается на фиксированный угол, равный 5° . Вообще, цена шага

ШД с z зубцами на пассивном роторе при n тактах коммутации определяется выражением

$$\alpha = \frac{2\pi}{zn}.$$

Необходимо отметить, что если поле статора поворачивается за цикл коммутации на полный оборот, то ротор — на величину зубцового деления, т. е. в таких ШД применен принцип электромагнитной редукции, из-за чего ШД с зубчатым пассивным ротором часто называют редукторными. В рассмотренном примере в каждом такте коммутации поле статора поворачивается на электрический угол, равный $\pi/2$, а ротор перемещается на механический угол, равный 5° . Вообще, соотношение между электрическим $\theta_{\text{я}}$ и механическим $\theta_{\text{м}}$ углами для ШД с пассивным зубчатым ротором имеет вид

$$\theta_{\text{я}} = k\theta_{\text{м}}.$$

Шаговые двигатели с активным ротором не могут иметь малый шаг из-за технологических трудностей изготовления ротора с большим числом полюсов. Активные ШД делают с ценой шага в десятки градусов. Пассивные ШД изготавливаются с ценой шага от $1,5$ до 9° . Пассивные ШД в приводах могут применяться без понижающих редукторов или с небольшими редукторами в отличие от активных, требующих в приводах редукторов с большим коэффициентом передачи. Среди прочего это обусловило большее распространение ШД с пассивным ротором.

Ревёрс ШД осуществляется изменением последовательности включения фазных обмоток на противоположную. Для описания последовательности переключения фаз вводят условные обозначения. Например, если последовательно включаемые фазы I, II, III и IV обозначить номерами, то коммутация в рассмотренном случае запишется так: $\dots 1-2-3-4-1-2-\dots$. Это так называемая *поочередная коммутация*. Можно фазы включать парами: $\dots 12-23-34-41-12-\dots$. При этом, очевидно, увеличится движущий момент. Это *парная коммутация*. Наконец, можно чередовать парное и одиночное включение фаз: $\dots 1-12-2-23-3-34-4-21-1-12-\dots$. Это случай *смешанной коммутации*, при которой количество тактов в цикле удваивается. За цикл коммутации ротор по-прежнему поворачивается на угол, равный зубцовому делению, и, следовательно, цена шага получается в два раза меньшей.

Если зафиксированный при включенной фазе ротор отклонить на некоторый угол, то магнитная проводимость зазора между зубчатым ротором и статором уменьшится и возникнет синхронизирующий момент, который стремится вернуть ротор в исходное положение. Количественно синхронизирующий момент M можно оценить как производную электромагнитной энергии W , сосредото-

точной в зазоре между статором и ротором, по электрическому углу поворота ротора $\theta_э$:

$$M = -\frac{\partial W}{\partial \theta_э}.$$

Электромагнитная энергия W выражается следующим образом:

$$W = \frac{1}{2} I_\phi^2 \omega_\phi^2 \lambda,$$

где I_ϕ — ток в фазе; ω_ϕ — число витков обмотки фазы; λ — магнитная проводимость зазора.

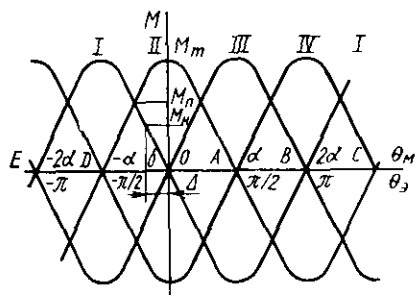
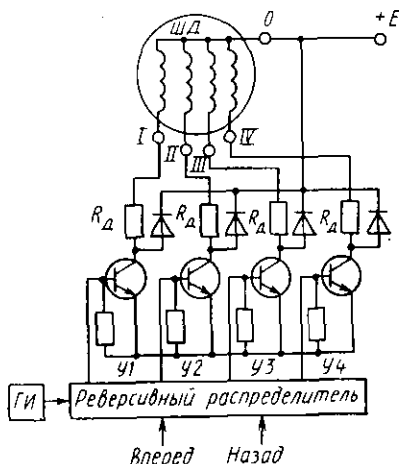


Рис. 5.12. Характеристики статического синхронизирующего момента четырехфазного шагового двигателя

Рис. 5.13. Схема простейшего устройства управления



Тогда синхронизирующий момент

$$M = -\frac{1}{2} I_\phi^2 \omega_\phi^2 \frac{\partial \lambda}{\partial \theta_э}.$$

Магнитная проводимость зазора при двусторонней зубчатости статора и ротора является периодической функцией угла поворота с периодом в одно зубцовое деление. В общем случае кривая магнитной проводимости несинусоидальна, содержит нечетные гармоники. Уменьшения амплитуд гармоник добиваются конструктивными способами. Обычно при анализе свойств привода идеализируют кривые магнитной проводимости и синхронизирующего момента в виде синусоиды (рис. 5.12).

За начало отсчета углов принято положение, которое занимает моментная кривая ШД при возбуждении фазы I. При возбуждении фазы II характеристика сдвигается на шаг α , при возбуждении фазы III — еще на шаг и т. д. Для четырехфазного ШД это соответствует сдвигу кривой при каждом такте коммутации на электрический угол, равный $\pi/2$. При возбужденной фазе I точка

О соответствует положению ротора, когда оси зубцов ротора расположены по оси зубцов полюсов фазы I статора (см. рис. 5.11, б). Точка В для фазы I соответствует положению, когда зубцы ротора соосны пазам полюсов фазы I.

Точка О является точкой устойчивого равновесия ненагруженного ротора ШД, точка В — точкой неустойчивого равновесия. Соответственно участок AD моментной кривой фазы I называется *устойчивым участком характеристики*, а участок AC — *неустойчивым участком*. Для моментной кривой фазы II устойчивой точкой является точка А, неустойчивой — точка С. Соответственно для фазы III это точки В и Е, для фазы IV — точки С и D.

Ротор ШД, не нагруженный внешним моментом, фиксируется при включенной фазе I в точке О. Если ШД нагружен внешним статическим моментом M_n , то момент синхронизации, уравновешивая момент нагрузки, смещает ротор на угол Δ. Ротор фиксируется в точке О со статической ошибкой Δ. Для моментной кривой синусоидальной формы статическая ошибка выражается формулой

$$\Delta = \pm \arcsin \frac{M_n}{M_m},$$

где M_m — амплитудное значение синхронизирующего момента. Двойной знак перед формулой учитывает то, что знак момента нагрузки может быть разным.

Модуль момента нагрузки не может превышать величины M_n , определяемой точкой пересечения кривых статического синхронизирующего момента двух соседних фаз ШД. Если момент нагрузки превысит величину M_n , то статическая ошибка фиксации окажется большей, чем $\arcsin(M_n/M_m)$, и при отключении исходной фазы и включении следующей движущий момент будет меньше момента нагрузки, вследствие чего ротор не выполнит очередного шага. Величина M_n называется *пусковым моментом*.

Устройство управления *m*-фазным ШД предназначено для формирования *m*-фазной системы напряжений прямоугольной формы и усиления их мощности для обеспечения необходимого значения тока в обмотках фаз. Функциональная схема устройства (рис. 5.13) состоит из распределительной и усилительной частей. Реверсивный распределитель предназначен для формирования системы напряжений управления фазами ШД в соответствии с выбранным типом коммутации. В составе распределителя должны быть реверсивный счетчик входных импульсов ГИ и комбинационная часть для формирования сигналов управления. Направление пересчета определяется сигналами на шинах «Вперед» и «Назад». Количество выходов распределителя равно числу фаз ШД, а число его выходных состояний — числу тактов коммутации в цикле.

Усилительная часть состоит из односторонних усилителей, число которых равно числу фаз ШД. Усилители работают в ключевом

режиме, коммутируя в фазах маломощных ШД токи до 3—6 А, поэтому чаще всего в усилителях используются транзисторы. На рис. 5.13 усилители У1—У4 изображены условно в виде однокаскадных транзисторных ключей. Обычно же каждый усилитель содержит еще один-два предварительных каскада. Фазные обмотки ПД последовательно с резисторами включены в коллекторные цепи транзисторов и зашунтированы диодами для исключения перенапряжений при отключении обмотки.

Включаемые последовательно фазам дополнительные резисторы служат, во-первых, для уменьшения длительности установления тока в фазе при включении и, во-вторых, для стабилизации значения фазного тока. Сопротивление фазной обмотки имеет активно-индуктивный характер. Постоянная времени обмотки описывается выражением $I=L/R$, где L — индуктивность обмотки; R — суммарное сопротивление цепи фазы.

Обычно собственное активное сопротивление обмотки R_0 невелико (1—10 Ом) и длительность процесса установления тока в обмотке существенно сказывается на быстроте действия привода в целом. Введенное дополнительное сопротивление R_d уменьшает постоянную времени T , т. е. форсирует переходный процесс. Дополнительный резистор называют *форсировочным*, а отношение $k_\Phi = (R_d + R_0)/R_0$ — *коэффициентом форсировки*. Роль дополнительного резистора как стабилизатора силы тока становится ясной, если вспомнить, что обмотки выполняются из медного провода, сопротивление которого существенно меняется при их нагревании.

Здесь рассмотрен простейший способ формирования фазных токов. Снижение длительности процесса установления токов в фазе достигается также импульсным форсированием, широтно-импульсной модуляцией и т. д. Реализация этих способов сложнее, но намного эффективнее.

Режим приемистости. Шаговый двигатель рассматривается прежде всего как преобразователь числа поступивших на блок управления импульсов в пропорциональное угловое перемещение. При этом скорость ротора пропорциональна частоте импульсов. Основным достоинством привода с ШД считается возможность построения автоматических систем без обратной связи по скорости и положению. При этом каждому импульсу управления должно соответствовать перемещение на шаг, т. е. ШД должен работать без потери шага.

Характер движения ротора существенно зависит от частоты переключения обмоток ШД. При сравнительно низкой частоте после каждого переключения колебательный процесс отработки шага успевает затухнуть до очередного переключения (рис. 5.14, а). Это так называемый *режим единичных шагов*. При возрастании частоты управляющих импульсов переходные процессы на каждом шаге не успевают затухать до очередного переключения фаз и

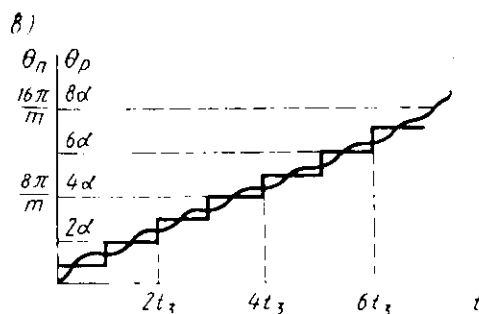
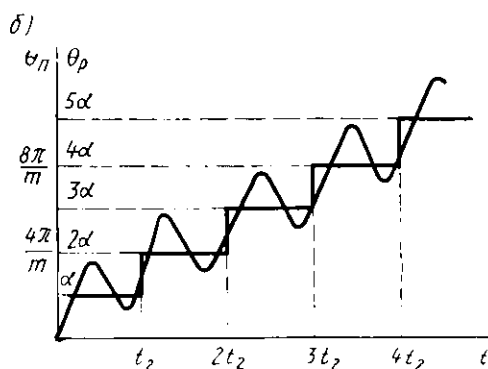
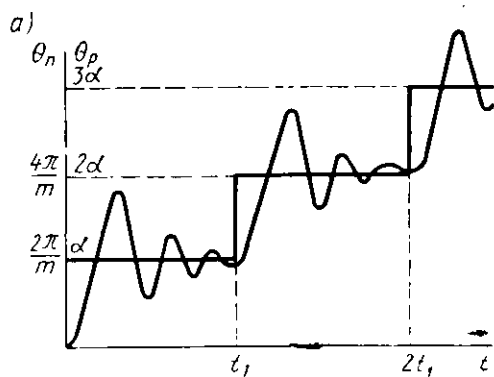


Рис. 5.14. Характер движения ротора при различных частотах переключения обмоток шагового двигателя:

θ_n — угол смещения поля статора; θ_p — угол смещения ротора

характер движения меняется, приближаясь к синхронному (рис. 5.14, б, в).

Максимальная частота переключения фаз, при которой без потери шага ШД может быть запущен из состояния фиксации под током, называется *частотой приемистости*. Аналогично определя-

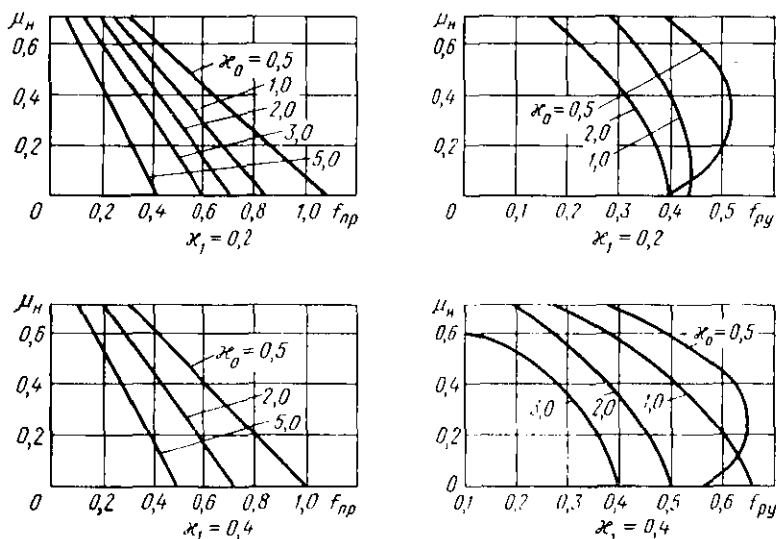


Рис. 5.15. Универсальные динамические характеристики четырехфазного пассивного шагового двигателя индукторного типа

ются и частоты останова, реверса из режимов установившегося движения и переходного процесса установления синхронной скорости. Диапазон частот, в котором возможны пуски, реверсы и остановы ШД, называется *диапазоном режима приемистости*. Этот диапазон расширяется в сторону более высоких частот с увеличением амплитуды синхронизирующего момента ШД, уменьшением электрической постоянной времени обмоток ШД и сужается при увеличении приведенных к ротору момента инерции и момента нагрузки.

Зависимости максимальных частот приемистости, останова и реверса от параметров привода получили название универсальных динамических характеристик [3]. Для того чтобы эти характеристики были пригодны для анализа свойств ШД различных мощностей одинакового типа и конструкции, параметры ШД выражаются в относительных единицах.

В качестве базисных выбраны следующие величины:

M_m — амплитуда статического синхронизирующего момента;

$\omega_0 = \sqrt{\frac{z M_m}{J_p + J_n}}$ — круговая частота собственных колебаний ротора

ШД с собственным моментом инерции и приведенным к ротору моментом инерции нагрузки J_n ;

$T_0 = 1/\omega_0$ — базис времени;

$T_0 = L_0/R$; $T_1 = L_1/R$ — постоянная и переменная составляющие постоянной времени фазы ШД соответственно (L_0 , L_1 — постоянная и переменная составляющие индуктивности фазной обмотки соответственно).

Т а б л и ц а 5.2. Основные параметры шаговых двигателей

Параметры	Заводской тип		
	ШДР-711	ШДР-721	ШДР-521
Шаг α , град	3	3	9
Число фаз m	4	4	4
Максимальный статический момент M_m			
Н·м	0,12	0,19	0,054
Номинальный момент нагрузки, Н·м	0,04	0,06	0,016
Момент инерции ротора J_p , кг·м ² . .	$0,15 \cdot 10^{-5}$	$0,22 \cdot 10^{-5}$	$0,03 \cdot 10^{-5}$
Номинальный момент инерции нагрузки, кг·м ²	$0,15 \cdot 10^{-5}$	$0,22 \cdot 10^{-5}$	$0,05 \cdot 10^{-5}$
Частота приемистости, Гц:			
холодного хода	1100	1100	1500
номинальная	600	600	600
Коэффициент форсировки k_f	4,5	4,5	3
Номинальное напряжение, В	14	14	28
Ток фазы в статике I_ϕ , А	1,75	2,5	1,0
Число зубцов на роторе z	30	30	10
Сопротивление обмотки фазы R_ϕ , Ом	1,7	1,3	10
Постоянные времени нефорсированной обмотки фазы:			
T_0 , мс	5,90	7,65	2,50
T_1 , мс	0,59	1,09	0,425

Производными от базисных являются следующие относительные единицы:

$\tau = t/T_0 = \omega_0 t$ — безразмерное время;

$f^* = f/\omega_0$ — безразмерная частота;

$\kappa_0 = \omega_0 T_0$; $\kappa_1 = \omega_0 T_1$ — безразмерные постоянные времени;

$\mu_n = M_n/M_m$ — относительный момент нагрузки.

Универсальные динамические характеристики четырехфазного пассивного ШД индукторного типа (рис. 5.15), полученные методом математического моделирования на базе полной системы уравнений движения привода с ШД [3], описывают зависимости безразмерной частоты приемистости $f^*_{пр}$ и частоты реверса с установившегося режима $f^*_{р.у}$ от основных параметров привода. Из графиков для $f^*_{пр}$ видно, что увеличение κ_0 в 4 раза уменьшает частоту приемистости в 1,5—2 раза, увеличение относительной нагрузки μ_n от 0,2 до 0,6 уменьшает частоту приемистости в 2—2,5

раза. Из сравнения двух графиков для $\kappa_1=0,2$ и $\kappa_1=0,4$ видно, что частота приемистости практически не меняется с изменением κ_1 . Последнее положение становится понятным, если учесть, что отношение κ_1/κ_0 составляет величину лишь 0,1—0,2 (табл. 5.2) и что среднее за период значение индуктивности обмотки фазы равно L_0 .

Технику использования универсальных динамических характеристик для анализа свойств шагового привода можно рассмотреть на примере. Требуется оценить величину частот приемистости привода с двигателем ШДР-711 (табл. 5.2), нагруженным моментом сопротивления $M_n=0,05$ Н·м и внешним моментом инерции $J_n=0,1 \cdot 10^{-5}$ кг·м², при различных форсировках фазных обмоток. Заметим, что изменение коэффициента форсировки означает изменение сопротивления дополнительного резистора в цепи фазы, что при сохранении номинальной силы тока фазы в статике вызывает изменение напряжения питания ШД.

Анализ ведется в такой последовательности.

1. Вычисляется базисная величина круговой частоты собственных колебаний ротора нагруженного двигателя $\omega_{0н}$, основываясь на данных табл. 5.2:

$$\omega_{0н} = \sqrt{\frac{z M_m}{J_p + J_n}} = \sqrt{\frac{30 \cdot 0,12}{(0,15 + 0,1) \cdot 10^{-5}}} = 1200 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

2. Находится относительный момент нагрузки:

$$\mu_n = M_n/M_m = 0,05/0,12 = 0,4.$$

3. Из характеристик (рис. 5.15) находится ряд значений безразмерной частоты приемистости для ряда значений:

$$\text{при } \kappa_0=0,5 \quad f_{*нр}^*=0,65;$$

$$\text{» } \kappa_0=1,0 \quad f_{*нр}^*=0,5;$$

$$\text{» } \kappa_0=3,0 \quad f_{*нр}^*=0,35.$$

4. Вычисляются размерные частоты приемистости $f_{нр}$ для полученного ряда $f_{*нр}^*$ по формуле

$$f_{нр} = \omega_{0н} f_{*нр}^*$$

и соответствующие им размерные постоянные времени $T_{0н}$ по формуле $T_{0н} = \pi \kappa_0 / \omega_{0н}$:

$$\text{при } T_{0н} = 0,42 \cdot 10^{-3} \text{ с} \quad f_{нр} = 780 \text{ Гц};$$

$$\text{при } T_{0н} = 0,83 \cdot 10^{-3} \text{ с} \quad f_{нр} = 600 \text{ Гц};$$

$$\text{при } T_{0н} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ с} \quad f_{нр} = 420 \text{ Гц}.$$

5. По данным табл. 5.2 находится постоянная составляющая индуктивности фазы L_0 по формуле

$$L_0 = T_1 R_0 = 5,9 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}$$

и вычисляются соответствующие полученной тройке значений $T_{0н}$ полные сопротивления фазы двигателя и сопротивления форсировочных резисторов по формулам $R = L_0/T_{0н}$; $R_{ср} = R - R_0$.

$$\text{При } R = 23,8 \text{ Ом} \quad R_{ср} = 22,1 \text{ Ом};$$

$$\text{» } R = 12,2 \text{ Ом} \quad R_{ср} = 10,3 \text{ Ом};$$

$$\text{» } R = 4,0 \text{ Ом} \quad R_{ср} = 2,3 \text{ Ом}.$$

Стартстопное управление. Термином *стартстопное управление* называют способы устранения колебаний ротора ШД в режиме единичных шагов, т. е. при сравнительно низкой частоте тактовых импульсов.

Колебания ротора ШД в конце отработки каждого шага происходят из-за того, что в систему привода вводится при каждом

переключении избыток электромагнитной энергии, который рассеивается при колебаниях ротора вокруг точки покоя. Колебания происходят сравнительно долго, особенно в тех случаях, когда ротор ШД нагружен малым внешним моментом. Это увеличивает время отработки каждого шага, существенно сказывается на быстродействии привода в целом. Кроме того, колебания ротора неблагоприятно сказываются на точностных характеристиках приводного механизма и его долговечности.

Все способы стартстопного управления основаны на регулировании энергии, вводимой в приводную систему на участке разгона ротора и на участке торможения в процессе движения на шаге. Рассматриваемые способы можно разделить на две основные группы:

способы, не требующие переключения фаз ШД при движении на шаге;

способы, в которых используется перевод ШД на тормозном участке в режим противовключения, что требует переключения фаз в процессе шагового перемещения.

Рассмотрим вначале способы стартстопного управления ШД без переключения фаз при движении. В процессе отработки шага ротор ШД, проходя точку устойчивого равновесия, за счет избытка кинетической энергии попадает в зону действия тормозных моментов. Если уменьшить величину момента торможения на этом участке, то ротор, двигаясь по инерции, дойдет до точки устойчивого равновесия, соответствующей включенной следующей фазе или комбинации фаз. Включением этой фазы или комбинации фаз в данной точке можно зафиксировать ротор без колебаний. Рассмотрим два возможных варианта управления при таком «естественном» торможении ротора без переключения фаз во время движения.

Способ управления ШД, обеспечивающий перемещение, равное двойному основному шагу, без колебаний в конце иллюстрируется моментными кривыми (рис. 5.16, а). При возбужденной фазе I и нагрузке M_n типа сухого трения ротор в покое может занимать любую позицию в интервале $O'O''$, поэтому здесь и в дальнейшем за точку отсчета позиции принимается точка покоя O ненагруженного ротора, соответствующая центру рассеивания исходной позиции. При включении фазы II ротор разгоняется на интервале OO_1 и после прохождения точки O_1 по сигналу датчика шагов уменьшается уровень возбуждения включенной фазы II . Тормозной момент уменьшается в b раз по отношению к номинальному, причем величина b выбирается из условий обеспечения баланса энергии разгона (заштрихованная площадь W_p) и энергии торможения (заштрихованная площадь W_T). При этом условии ротор дойдет до точки O_2 и после включения по сигналу датчика фазы II зафиксируется без колебаний в конце перемещения, равного двойной величине номинального шага.

Способ стартстопного управления ШД, обеспечивающий перемещение, равное основному шагу, иллюстрируется моментными кривыми на рис. 5.16, б. Из исходного положения фиксации при включенной фазе *I* (точка *O*) ротор ШД включением фазы *II* дополнительно к фазе *I* (суммарная кривая *I, II*) разгоняется на участке *OO*₁'. Торможение начинается уже на участке *O*₁'*O*₁ и при прохождении точки *O*₁ ротор окончательно тормозится на участке *O*₁*O*₂. По сигналу датчика шагов в точке *O*₂ отключается фаза *I* и ротор фиксируется в новой точке покоя *O*₂ при включенной фазе *II*. Баланс энергий разгона W_p и торможения W_t обеспечивается уменьшением уровня возбуждения каждой из фаз, участвующих в работе на данном участке, в *b* раз. Уменьшение уровня возбуждения фаз осуществляется в точке *O*₁, соответствующей середине шагового интервала, по сигналу датчика.

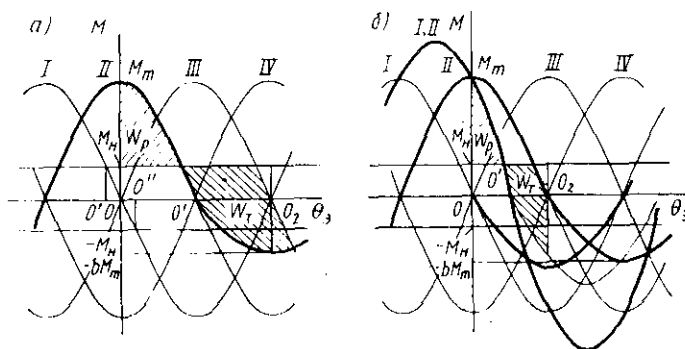


Рис. 5.16. К пояснению стартстопного управления шаговым двигателем:
а — на двойном шаге; б — на одном шаге

Способы стартстопного управления ШД, основанные на переключении фаз в процессе движения, поясняются моментными кривыми на рис. 5.17. Способ, иллюстрированный рис. 5.17, а, может быть реализован и без датчика положения ротора. Здесь ротор, первоначально зафиксированный в точке *O* при включенной фазе *I*, разгоняется на интервале *OO*' при включении фазы *II* и тормозится на интервале *O*'*O*₁ при отключении в процессе движения фазы *II* с одновременным включением вновь фазы *I*. По достижении точки *O*₁ вновь включается фаза *II* для фиксации ротора в новой точке покоя *O*₁. В данном способе баланс энергий разгона W_p и торможения W_t обеспечивается лишь выбором точки переключения фаз *O*' без уменьшения тормозного момента на последнем участке движения. Переключение фаз можно вести здесь в функции времени, задавая с помощью времязадающих элементов задержки на переключение фаз и на фиксацию в конце шага.

Способ, поясняемый рис. 5.17, б, основан на той же последовательности переключения фаз, что и предыдущий. Отличие здесь

лишь в том, что фазы переключаются по сигналу датчика в середине шага (точка O'), а баланс энергий W_p и W_t достигается уменьшением момента фазы I на участке торможения $O'O_1$ в b раз по отношению к номинальному.

Задачей анализа способов стартстопного управления является обычно нахождение коэффициента b уменьшения амплитуды тормозного момента или задержек времени на переключение фаз при способе по рис. 5.17, a и времени отработки шага. Здесь необходимо заметить, что можно при анализе рассматривать полную электромеханическую модель процессов, т. е. учитывать и переходные процессы установления токов в обмотках, и механический процесс

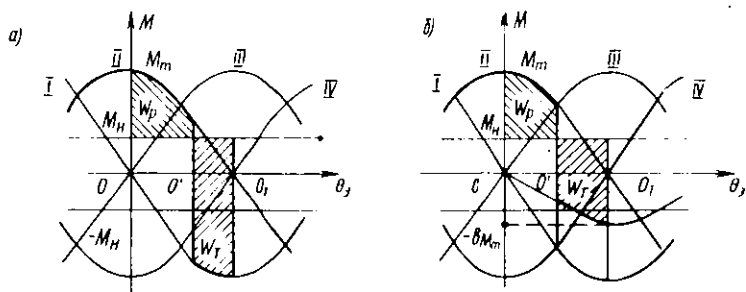


Рис. 5.17. К пояснению стартстопного управления шаговым двигателем с переключением фаз в процессе движения:

a — без датчика положения ротора; $б$ — с датчиком положения ротора

движения ротора, а можно пользоваться чисто механической моделью, полагая, что токи в фазах при перемещениях устанавливаются мгновенно. Сравнение этих вариантов показало, что учет электрических переходных процессов в фазах не вносит существенного вклада в характер и количественные характеристики исследуемых параметров, поэтому достаточным оказывается использование механической модели.

В качестве примера рассмотрим способ отработки двойного шага по рис. 5.16, a . В общем случае энергии разгона и торможения определяются соответственно выражениями

$$W_p = \int_0^{2\pi/n} \left[M_m \sin \left(\frac{2\pi}{n} - \theta \right) - M_n \right] d\theta;$$

$$W_t = \int_{2\pi/n}^{4\pi/n} \left[b M_m \sin \left(\frac{2\pi}{n} - \theta \right) - M_n \right] d\theta.$$

Условие баланса энергии разгона и торможения $W_p + W_t = 0$. Совместное решение всех трех уравнений относительно b даст

$$b = \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{n} - \frac{4\pi}{n} \mu_n}{1 - \cos \frac{2\pi}{n}}.$$

В частном случае для четырехфазного ШД, т. е. при $n=4$,

$$b = 1 - \pi \mu_n. \quad (5.26)$$

Для оценки времени разгона и торможения, усредняя на соответствующих интервалах суммарный момент $M(0) \pm M_n$, получим выражения для среднего момента на участках разгона и торможения:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{ср.р}} &= \frac{n}{2\pi} M_m \left(1 - \cos \frac{2\pi}{n} \right) - M_n; \\ M_{\text{ср.т}} &= \frac{n}{2\pi} b M_m \left(\cos \frac{2\pi}{n} - 1 \right) - M_n. \end{aligned} \right\} \quad (5.27)$$

Вводя в (5.27) выражения относительного момента разгона $\mu_{\text{ср.р}} = M_{\text{ср.р}}/M_m$ и относительного момента торможения $\mu_{\text{ср.т}} = M_{\text{ср.т}}/M_m$, получим

$$\mu_{\text{ср.р}} = \frac{n}{2\pi} \left(1 - \cos \frac{2\pi}{n} \right) - \mu_n; \quad \mu_{\text{ср.т}} = \frac{n}{2\pi} b \left(\cos \frac{2\pi}{n} - 1 \right) - \mu_n.$$

Для четырехфазного ШД при $n=4$ с учетом (5.28) найдем

$$\mu_{\text{ср.р}} = \frac{2}{\pi} - \mu_n; \quad \mu_{\text{ср.т}} = -\frac{2}{\pi} + \mu_n.$$

Для определения времени движения нужно проинтегрировать уравнение движения отдельно для участков разгона и торможения:

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = M_{\text{ср}}, \quad (5.28)$$

где J — полный момент инерции привода, приведенный к ротору ШД; $M_{\text{ср}}$ — средний момент на соответствующем участке движения.

В относительных единицах уравнение (5.28) представляется в виде

$$d^2 \theta / d\tau^2 = \mu_{\text{ср.р.}}$$

Интегрируя это уравнение, найдем формулу для определения времени движения:

$$\tau_{\text{р}} = \sqrt{\frac{2\varphi}{\mu_{\text{ср.р.}}}}.$$

Здесь φ — электрический угол разгона или торможения. Для рассматриваемого случая углы разгона и торможения одинаковы: $\varphi = \pi/2$.

Рассчитанная зависимость времени отработки двойного шага от относительного момента нагрузки дана графически кривой 4 на рис. 5.18. Там же показаны рассчитанные тем же путем зависимости для способов с переключением фаз в функции времени по рис. 5.17, а (кривая 1), с переключением фаз от сигнала датчика положения по рис. 5.17, б (кривая 2) и при парном включении фаз по способу, поясняемому рис. 5.16, б (кривая 3).

На схемах реализации режимов стартстопного управления останавливаться не будем. Структура, состав и связи схем однозначно определяются принципом построения способов, и их составление не представляет трудностей.

§ 5.4. Шаговый электропривод в режиме бесконтактной машины постоянного тока

Управление скоростью. Если на валу ШД есть датчик шагов (ДШ) (рис. 5.19), вырабатывающий на каждый шаг двигателя по сигналу, и если эти сигналы переключают распределитель и соответственно фазы ШД, то ШД работает в режиме самокоммутации [3]. Датчик шагов в этой схеме выполняет ту же роль, что и коллектор электрической машины постоянного тока, переключая напряжение с одних на другие группы обмоток, поэтому режим самокоммутации чаще всего называют режимом бесконтактной машины постоянного тока (БМПТ).

Включать очередную фазу ШД в режиме БМПТ по сигналу датчика можно на разных стадиях движения ротора на шаговом интервале. Рис. 5.20, а иллюстрирует случай, когда фазы переключаются в момент прохождения ротором точек устойчивого равновесия ... 1, 2, 3, 4, 5, Фаза II включается в точке 1, фаза III — в точке 2 и т. д. При каждом переключении поле статора смещается на угол γ , равный в данном случае $\pi/2$, и в начале каждого такта электрический угол рассогласования между

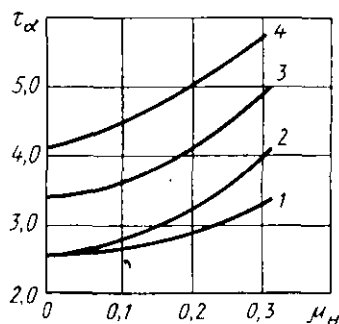


Рис. 5.18. Зависимость времени отработки шага от μ_H :

1 — переключение фаз в функции времени; 2 — переключение фаз от сигнала датчика; 3 — при парном включении фаз; 4 — отработка двойного шага

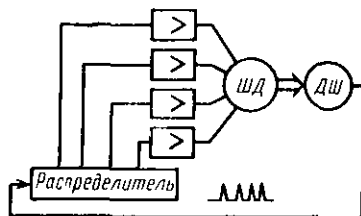


Рис. 5.19. Схема включения ШД в режиме БМПТ

полем и ротором равен $\pi/2$. В конце такта угол рассогласования уменьшается до нуля и с приходом очередного сигнала с датчика вновь скачком увеличивается до $\pi/2$. Таким образом, средняя величина угла рассогласования равна $\pi/4$. Эта величина в теории синхронных машин называется углом нагрузки θ_n .

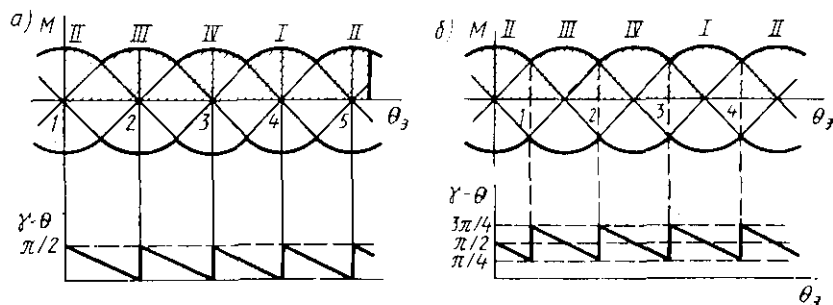


Рис. 5.20. К пояснению понятий угла нагрузки θ_n и угла коммутации ψ :
 $a - \theta_n = \pi/4$, $\psi = \pi/4$; $b - \theta_n = \pi/2$, $\psi = 0$

На рис. 5.20, b показан случай, когда сигналы датчика в точке 1 включают фазу III, в точке 2 — фазу IV, в точке 3 — фазу I и т. д. При этом электрический угол рассогласования между полем и ротором колеблется вокруг $\pi/2$, т. е. угол нагрузки $\theta_n = \pi/2$. В теории привода с ШД чаще пользуются понятием угла коммутации ψ :

$$\psi = \theta_n - \pi/2.$$

Для случая, приведенного на рис. 5.20, b , $\psi = 0$, это так называемая нейтральная коммутация, а на рис. 5.20, a показан случай отстающей коммутации ($\psi = -\pi/4$). Аналогично, при $\psi > 0$ имеем опережающую коммутацию. Вообще, как нетрудно видеть, угол коммутации ψ может меняться в пределах от $-\pi/2$ до $+\pi/2$. Заштрихованная площадь моментных кривых на рис. 5.20 соответствует количеству энергии, сообщаемому ШД в каждом такте коммутации. Следовательно, если не учитывать электрическую инерционность фазных обмоток, т. е. если фазные усилители обладают характеристиками источника тока, то наилучшей с энергетической точки зрения является нейтральная коммутация ($\psi = 0$). Вообще же оптимальный угол коммутации зависит от постоянной составляющей безразмерной постоянной времени ω и угловой скорости ω . Следовательно, для получения оптимальных характеристик в режиме БМДТ (наименьшее время разгона, наибольшая скорость установившегося движения) нужно регулировать угол коммутации в функции текущего значения скорости ротора. Технически это довольно сложно. Обычно устанавливается постоянный угол коммутации.

Шаговый двигатель в режиме БМПТ обладает свойствами, присущими электродвигателю постоянного тока. На это указывает сходство упрощенных уравнений, описывающих движение привода с ШД в режиме БМПТ и привода с двигателем постоянного тока. Действительно, принимая $x_0=0$, $x_1=0$, что соответствует питанию от источника тока и работе на значительную инерционную нагрузку, уравнение движения привода с ШД может быть представлено в виде

$$\frac{d\theta}{dt^2} + \mu_n = \sin\left(k \frac{2\pi}{n} - \theta\right),$$

где $k=1, 2, 3, \dots$ — номер управляющего импульса.

Это нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка описывает поведение шагового привода в процессе отработки шага, т. е. в интервале времени между двумя управляющими импульсами.

Дискретный аргумент внешнего воздействия $\gamma = k2\pi/n$ представляется ступенчатой функцией времени или номера управляющего импульса для разомкнутого ШД и функцией углового положения ротора для замкнутого ШД.

Таким образом, для разомкнутого ШД

$$\gamma(t) = \gamma(k) = k \frac{2\pi}{n}$$

и для замкнутого по положению ротора ШД

$$\gamma(\theta) = \psi_0 \pm \frac{2\pi}{n} 1\left(\frac{\theta}{\alpha}\right),$$

где ψ_0 — угол установки датчика (при малых x_0 обычно $\psi_0 = \pi/2$).

Разность $\gamma - \theta$ называется *динамической ошибкой ШД*. Для ШД в режиме БМПТ динамическая ошибка ограничена пределами $\pm\pi/n$ относительно ψ_0 .

Усреднив вращающий момент $\sin(\gamma - \theta)$ в пределах $\pm\pi/n$, получим выражение для электромагнитного момента:

$$\mu_s = \frac{n}{2\pi} \int_{\psi_0 - \pi/n}^{\psi_0 + \pi/n} \sin(\gamma - \theta) d(\gamma - \theta) = \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n} \sin \psi_0 = \text{const.}$$

Обозначив $d\theta/dt = \omega$, можно получить простейшее уравнение, совпадающее с идеализированным уравнением движения машины постоянного тока:

$$\frac{d\omega}{dt} + \mu_n = \mu_s.$$

Если учесть ЭДС вращения, наводимую в фазовых обмотках ШД, то в уравнение движущего момента надо ввести составляющую, пропорциональную угловой скорости:

$$\mu_s = \sin(\gamma - \theta) - \delta\omega.$$

Механические характеристики индукторного ИД в режиме БМПТ для ряда значений x_0, x_1 при отстающей коммутации ($\psi = -\pi/4$) даны на рис. 5.21. Предельные скорости ИД в режиме БМПТ увеличиваются в сравнении с режимом приемистости в 5—20 раз. Резко снижаются колебания скорости в переходном и установившемся режимах движения.

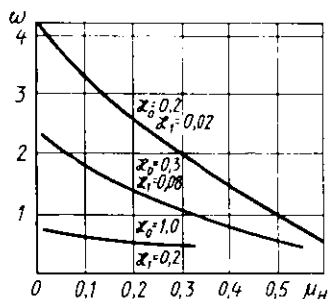


Рис. 5.21. Механические характеристики ИД в режиме БМПТ ($\psi = -\pi/4$)

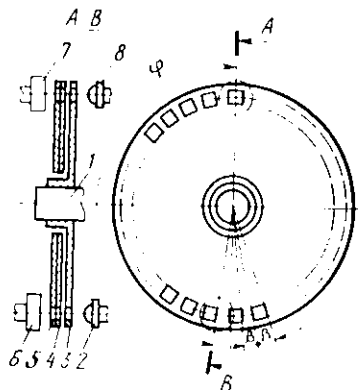


Рис. 5.22. Фотоэлектрический потенциальный датчик положения ротора

Большинство способов регулирования скорости коллекторных двигателей постоянного тока (например, регулированием напряжения питания, применением широтно-импульсной модуляции) пригодны и для ИД в режиме БМПТ. Одним из основных отличий работы ИД в режиме БМПТ от работы привода с двигателем постоянного тока является возможность чисто электронными способами, в том числе автоматически, регулировать угол коммутации приводного ИД. Это, как ясно станет из дальнейшего, позволяет построить приводные системы со свойствами, в принципе недостижимыми в системах с коллекторными двигателями.

Важнейшим техническим средством реализации режима БМПТ является датчик положения ротора ИД. Датчики различаются по физическому принципу построения, по виду выходного сигнала и по числу фаз.

По первому признаку они делятся на индукционные, индуктивные, датчики с преобразователями Холла, фотоэлектрические и т. д. По второму признаку датчики делятся на импульсные и потенциальные: во-первых, на выходе вырабатывается один или несколько коротких импульсов при прохождении каждого шагового интервала, во-вторых, на выходе выдается сигнал постоянного или меняющегося уровня в продолжение всего времени движения на шаговом интервале. По третьему признаку датчики по-

ложения делятся на однофазные и многофазные: у многофазных обычно число фаз выходного сигнала равно числу фаз приводного ШД. В режиме БМПТ с его высокими (до нескольких десятков килогерц) частотами коммутации при стремлении разработчиков упростить схемы управления процесс выбора принципа построения приводит к необходимости построения фотоэлектрических потенциальных датчиков. Ниже описывается одна из конструкций такого датчика.

На валу 1 шагового двигателя (рис. 5.22) укреплен оптическая маска 3 с сегментными прозрачными и непрозрачными участками (окнами) одинаковой формы и размера β . Перед фотоприемниками 6 и 7, имеющими размер чувствительной поверхности не меньше размера окон β , установлены сегментные диафрагмы 4, 5 и с размерами окон β , равными размерам прозрачных и непрозрачных участков маски 3. В качестве источников света 2, 8 используются светодиоды.

Значение фото-ЭДС каждого из фотоприемников пропорционально засвеченной площади, в результате чего при равномерном движении маски выходные сигналы с фотоприемников имеют пилообразную форму с периодом, равным зубцовому делению ШД. Сегментные диафрагмы 4, 5 позволяют при настройке датчика регулировать взаимный угловой сдвиг выходных сигналов в пределах рабочего поля фотоприемников. Выходные сигналы фотоприемников образуют двухфазную систему пилообразных напряжений со взаимным угловым сдвигом ± 90 эл. град.

При четном числе фаз m используются $m/2$ фотоприемников. Сигналы $m/2$ фотоприемников совместно с их инвертированными значениями образуют m -фазную систему сигналов пилообразной формы со взаимным фазовым сдвигом, равным $2\pi/m$.

Для обеспечения взаимного углового сдвига между пилообразными сигналами датчика необходимо разнести фотоприемники на угол, кратный шагу двигателя. Угол φ сдвига фотоприемников соседних фаз датчика рассчитывают по эмпирической формуле

$$\varphi = (km - 1) \frac{2\pi}{zm},$$

где z — число прозрачных участков маски, равное числу зубцов пассивного ротора ШД; $k=1, 2, 3, \dots$ выбирается из конструктивных соображений. Например, для четырехфазного ШД (рис. 5.23), имеющего параметры $z=30$, $m=4$, имеем

$$\text{при } k=1 \quad \varphi_1 = (4-1) \frac{360^\circ}{30 \cdot 4} = 9^\circ,$$

$$\text{при } k=3 \quad \varphi_3 = (12-1) \frac{360^\circ}{30 \cdot 4} = 33^\circ.$$

На рис. 5.24 приведены эюры выходных сигналов датчика в функции текущего значения угла поворота ротора шагового дви-

гателя, совмещенное с преобразованными сигналами, служащими для управления двигателем. При применении таких потенциальных датчиков можно построить устройство управления ШД в режиме БМПТ без распределителей импульсов пересеченного типа. Действительно, если соответствующими формирователями, включающими аналоговые устройства сравнения, выделять сигналы (рис. 5.24) на уровне $U_{п1}$, то получается система коммутирующих импульсов для парной коммутации четырехфазного ШД, а если на уровне $U_{п2}$, то получается система коммутирующих импульсов для поочередной коммутации.

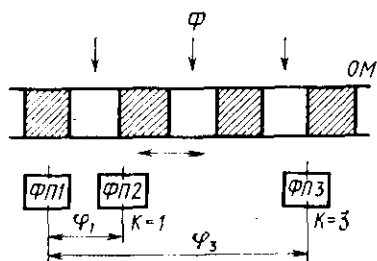


Рис. 5.23. К пояснению выбора углового сдвига между фотоприемниками:

ФП1—ФП3 — фотоприемники; Ф — световой поток; ОМ — оптическая маска

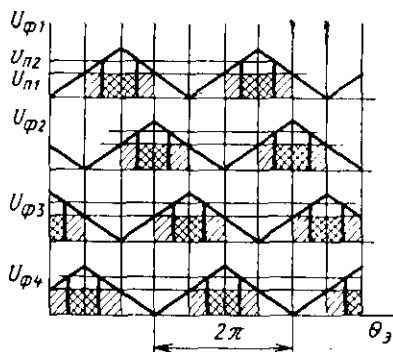


Рис. 5.24. Элюры выходных сигналов датчика ($m=4$)

Особенности построения схем реализации режима БМПТ с датчиком потенциального типа иллюстрирует рис. 5.25, где приведена функциональная схема привода. Положение ротора ШД и датчика ДШ геометрически согласовано. Выходы фаз датчика по сигналам на входных шинах «Вперед» (В), «Стоп» (С) и «Назад» (Н) подключаются ко входам соответствующих фазных усилителей мощности (УМ). Например, на вход усилителя мощности УМ₁ первой фазы ШД поступают через схемы И и ИЛИ с формирователей импульсов (ФИ) сигналы следующих фаз датчика:

- при сигнале на шине В — сигнал четвертой фазы датчика;
- » » » » С — » первой » » ;
- » » » » Н — » второй » » .

Аналогично построены и остальные логические узлы У2—У4.

При разомкнутом по положению ротора привода с ШД в режиме приемистости средняя скорость ротора равна частоте внешних импульсов, переключающих обмотки фаз ШД. Управление

скоростью осуществляется изменением частоты внешних управляющих импульсов. В режиме БМПТ, когда рабочие скорости многократно возрастают, задача управления скоростью усложняется. Как и с обычным двигателем постоянного тока, управляемый шаговый привод может быть построен по замкнутой структуре с применением измерителя скорости — тахогенератора — при амплитудном или широтно-импульсном управлении напряжением фаз.

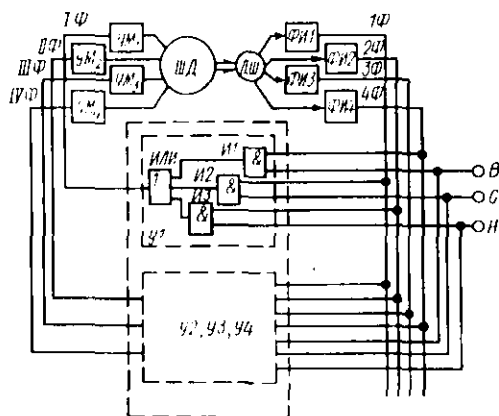


Рис. 5.25. Схема реализации режима БМПТ с датчиком потенциального типа

В режиме БМПТ появляется возможность использовать еще два управляющих воздействия — регулирование угла коммутации фаз и ширины коммутирующих импульсов в функции отклонения текущего значения скорости ротора от скорости, заданной частотой внешнего управляемого генератора. При этом можно построить чисто цифровую схему управления со специфичным для шагового привода частотным управлением.

Функциональная схема одного из вариантов системы (рис. 5.26) реализует управление скоростью при применении потенциального датчика. Потенциальные сигналы датчика положения ротора Д преобразуются формирователем импульсов (ФИ) в сигналы поочередной коммутации ШД. Часть схемы, построенная на логических элементах И1–И12 и элементах ИЛИ5–ИЛИ8, представляет собой комбинационную схему, реализующую режим БМПТ (см. также рис. 5.25). В зависимости от команды, поступающей по входам «Вперед» (В), «Назад» (Н) или «Стоп» (С), эта схема обеспечивает вращение двигателя в ту или другую сторону или фиксацию под током. При сигнале на входе В сигнал с фазы 1Ф датчика коммутирует фазу 11 ШД, сигнал с фазы 11Ф

РРИ — реверсивный распределитель импульсов; УГИ — управляющий генератор импульсов

Работа системы поясняется эпюрами моментных кривых и сигналов в цепях, приведенными на рис. 5.27. При частоте коммутации фаз меньшей, чем частота УГИ, как видно из рис. 5.27, *а*,

коммутация от поочередной через некоторую промежуточную переходит в парную. Одновременно угол коммутации смещается от отстающего через нейтральный к опережающему. Таким образом, энергия, сообщаемая двигателю, возрастает и двигатель разгоняется, уменьшая разность частот коммутации и заданной. При частоте коммутации большей, чем частота УГИ (рис. 5.27, б), при

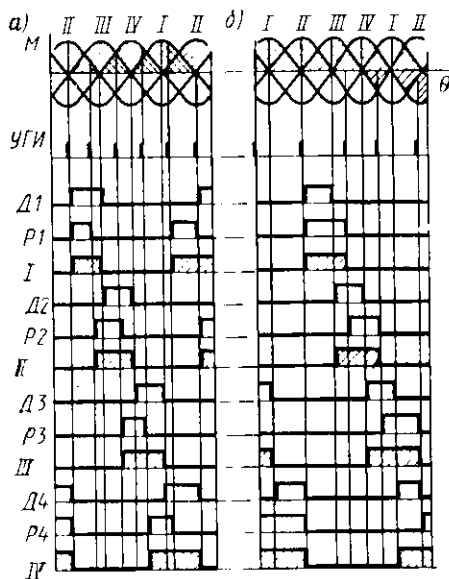
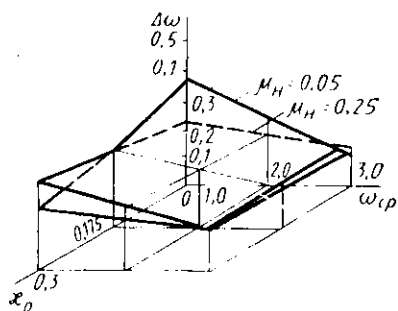


Рис. 5.27. Эпюры моментных кривых и сигналы в цепях системы управления скоростью:

а — увеличение скорости двигателя; б — уменьшение скорости двигателя; Д1—Д4 — выходные сигналы фаз датчика положения; Р1—Р4 — сигналы на выходах РР1; I—IV — напряжения коммутации ШД

Рис. 5.28. Зависимость размаха колебаний скорости $\Delta\omega$ от x_0, μ и ω_{cr}



постоянной запаздывающей на угол ($-\pi/4$) коммутации ширина коммутирующих импульсов увеличивается, поэтому часть интервала коммутации приходится на тормозной участок моментной кривой, причем эта часть постоянно увеличивается. Двигатель, тормозясь, уравнивает частоту коммутации обмоток с заданной. Таким образом обеспечивается стабилизация скорости двигателя около значения, задаваемого частотой внешнего управляемого генератора импульсов.

Система позволяет управлять скоростью ШД в широком диапазоне до предельно высоких скоростей, достигаемых в режиме БМНТ. Особо здесь нужно остановиться на качестве движения. Средняя скорость в данной схеме точно соответствует заданной внешней частоте. Однако, как видно из эпюр рис. 5.27, поясняющих принцип работы системы, ШД работает при знакопеременном движущем моменте, т. е. на некоторых участках движения ротор разгоняется, на некоторых — тормозится. Скорость ШД колеблется вокруг среднего уровня, задаваемого частотой задающего гене-

ратора УГИ. Характер зависимости размаха колебаний скорости $\Delta\omega$ вокруг средней скорости $\omega_{ср}$ от параметров привода иллюстрирует график на рис. 5.28. Как видно, амплитуда колебаний растет с уменьшением относительного момента нагрузки μ_n , при малых нагрузках снижается при увеличении безразмерной постоянной времени χ_0 , снижается с увеличением средней скорости $\omega_{ср}$.

Управление соотношением скоростей. Основным режимом работы многокоординатного привода является режим управления соотношением скоростей по нескольким координатам. В частности, в двухкоординатном приводе текущее соотношение скоростей

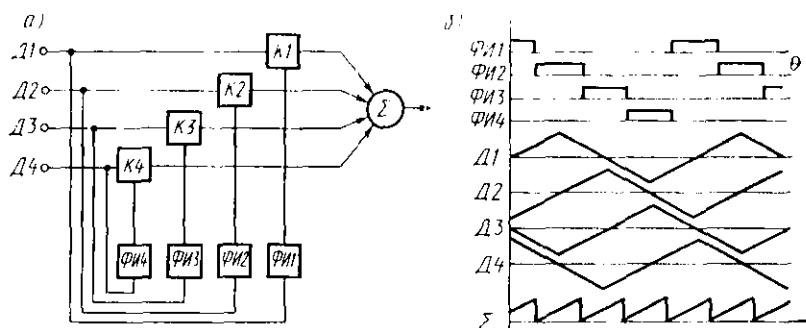


Рис. 5.29. Формирование сигналов пилообразной формы:
а — схема устройства; б — эюрия сигналов

по координатам движения определяет наклон данного участка формируемой кривой на плоскости. В разомкнутом многокоординатном приводе с ШД при работе в диапазоне частот приемистости соотношение скоростей двигателей задается отношением тактовых частот, подаваемых на блоки управления координатными ШД. Низкие скорости ШД в разомкнутом приводе и невысокое качество движения в этом режиме порождают поиски вариантов реализации режима задания соотношения скоростей в многокоординатном приводе с ШД, работающими по схеме БМГТ.

При обработке криволинейных траекторий приводные ШД работают практически постоянно в переходных процессах перехода с одной скорости на другую, реверса, торможения и разгона. Поэтому система многокоординатного привода должна поддерживать задаваемое соотношение скоростей не только в установившихся, но и в переходных процессах. При этом на датчик положения ротора ШД кроме функции коммутации обмоток в режиме БМГТ и регистрации отработки пройденных целых шагов возлагается задача контроля позиции ротора внутри шагового интервала для последующего сопоставления текущих углов поворота приводных ШД по всем координатам перемещения и формирования управляющих воздействий.

Сложно построить датчик, контролирующий текущее положение ротора ШД на протяжении полного оборота. Однако, как станет ясно из изложенного далее, достаточно, чтобы датчик позволял контролировать текущий угол поворота в пределах хотя бы одного единичного шага ШД. В частности, это реализуемо на базе рассмотренного фотоэлектрического датчика (рис. 5.22). На выходах его фаз Д1—Д4 (рис. 5.29, а) вырабатывается система сигналов треугольной формы, из которых формирователи ФИ1—ФИ4 выделяют четырехфазную систему импульсов для поочередной коммутации фаз ШД и для управления аналоговыми ключами К1—К4, «вырезающими» часть линейного участка выходных сигналов датчика Д1—Д4. После суммирования их на сумматоре Σ получается выходной сигнал пилообразной формы, линейный в пределах основного шага ШД.

О положении ШД внутри интервала, равного основному шагу, можно судить по текущей величине сигнала, снимаемого с сумматора. В результате сопоставления сигналов с датчиков всех ШД в приводе система управления включает отстающие в данный момент от заданной скорости двигателя и переводит в режим торможения двигателя, опережающие в данный момент времени. Наиболее эффективными способами торможения ШД являются противовключение и отключение.

Функциональная схема одного из вариантов системы управления соотношением скоростей ШД в двухкоординатном приводе (рис. 5.30) реализует торможение ротора отключением. Шаговые двигатели ШД1 и ШД2 с датчиками Д1 и Д2 на валах образуют с блоками формирователей — распределителей ФР1 и ФР2 и блоками усилителей мощности УМ1 и УМ2 контуры БМПП. Группы логических элементов И1—И4 и И5—И8 замыкают и размыкают контуры БМПП в зависимости от текущего значения соотношения скоростей обоих ШД. При замыкании контура БМПП двигатель разгоняется, при размыкании тормозится под действи-

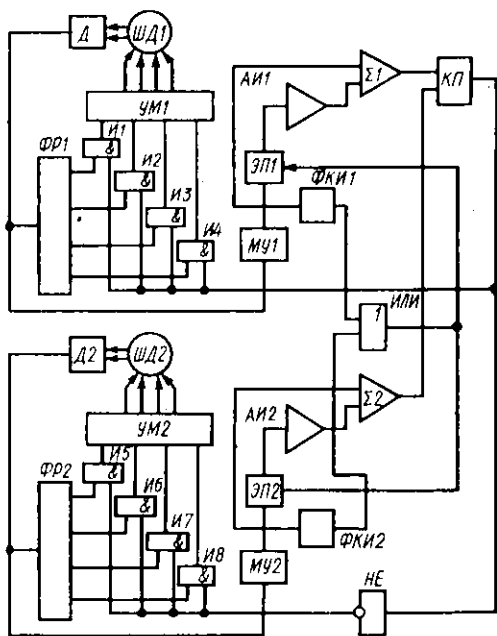


Рис. 5.30. Функциональная схема системы управления соотношением скоростей

ем момента нагрузки. При линейной зависимости выходного сигнала с датчика от угла поворота ротора в пределах периода выходной сигнал пропорционален текущему значению угла поворота. Требуемое на данном участке траектории соотношение угловых позиций и скоростей задается соотношением коэффициентов передачи масштабных усилителей МУ1 и МУ2. Отношение коэффициентов передачи МУ1 и МУ2

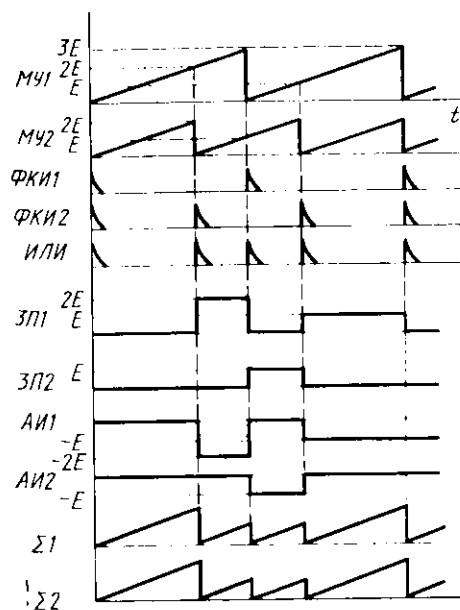


Рис. 5.31. К пояснению работы устройства согласования периодов

задается обратным пропорциональным требуемому отношению скоростей двигателей ИД1 и ИД2. Таким образом, одинаковым уровням выходных сигналов масштабных усилителей будут соответствовать углы поворота двигателей, обратно пропорциональные отношению коэффициентов передачи масштабных усилителей.

Выходные сигналы датчиков положения обоих ИД имеют равные периоды по углу поворота, однако из-за различия скоростей ИД начало и конец периодов сигналов во времени не совпадают и сравнение текущих значений углов поворота роторов по величине сигналов на выходах масштабных усилителей становится невозможным. Для согласования периодов сигналов с масштаб-

ных усилителей в схеме имеется устройство, состоящее из аналоговых элементов памяти ЭП1 и ЭП2, аналоговых инверторов АИ1 и АИ2, аналоговых сумматоров Σ1 и Σ2 и формирователей коротких импульсов ФКИ1 и ФКИ2, выходы которых объединены логическим элементом ИЛИ. Импульсы на выходах ФКИ1 и ФКИ2 формируются в начале каждого периода следования пилообразных сигналов с датчиков. Импульсы с элемента ИЛИ поступают одновременно на управляющие входы ЭП1 и ЭП2.

В момент прихода этих импульсов на выходах ЭП1 и ЭП2 запоминаются значения сигналов на выходах масштабных усилителей. Запомненный уровень вычитается из текущего значения сигналов на выходах масштабных усилителей, в результате чего на выходах сумматоров Σ1 и Σ2 образуются суммарные линейные сигналы, имеющие одинаковые временные периоды. Работу этой части схемы поясняет рис. 5.31, где показаны временные диаграммы сигналов на выходах элементов для случая соотношения ско-

ростей $G=2/3$, т. е. скорость ШД1 составляет $2/3$ от скорости ШД2.

Текущие значения сигналов с выходов $\Sigma 1$ и $\Sigma 2$ сравниваются компаратором KII (рис. 5.20), на выходе которого формируются сигналы, замыкающие через элементы И1—И4 контур БМНТ двигателя ШД1 или размыкающие его, переводя ШД1 на торможение отключением. Сигналы с выхода KII после логического инвертора И5 управляют коммутацией контура БМНТ двигателя ШД2 через элементы И5—И8, и контуры обоих ШД переключаются с разгона на торможение поочередно в противофазе в зависимости

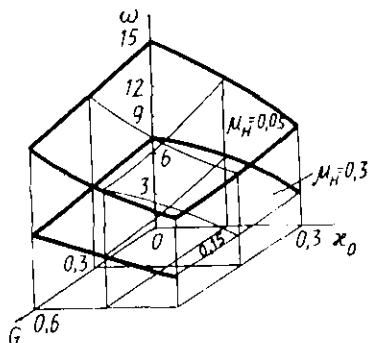


Рис. 5.32. Зависимость максимальной скорости ω самого «быстрого» из ШД от параметров x_0 , G и μ_H при $\psi=0$

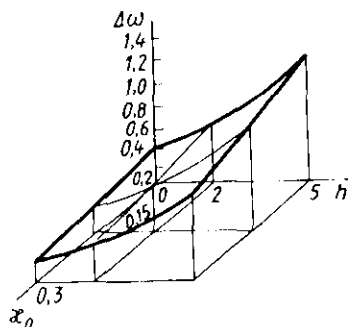


Рис. 5.33. Зависимость размаха колебаний $\Delta\omega$ одного из двигателей от параметров x_0 , h при $\mu_H=0,1$; $G=1,0$; $\psi=0$

от знака отклонения текущего соотношения скоростей от заданного коэффициентом передачи масштабных усилителей МУ1 и МУ2. Таким образом, сигналы коммутации фаз ШД оказываются широтно-модулированными, что и влияет на суммарное количество энергии, получаемое каждым из ШД.

Анализ зависимости максимальной скорости самого «быстрого» из двигателей от безразмерной постоянной времени x_0 и заданного соотношения скоростей G обоих координатных ШД (рис. 5.32) показывает, что при увеличении μ_H от 0,05 до 0,3 скорость снижается в среднем в два раза. При увеличении x_0 от 0,05 до 0,3 скорость падает также в два раза.

Анализ зависимости размаха колебаний $\Delta\omega$ одного из двигателей двухкоординатного привода, нагруженного наименьшим моментом инерции, от x_0 и отношения приведенных к роторам моментов инерции $h=J_1/J_2$ (рис. 5.33) показывает, что при увеличении h от 1,0 до 5,0 размах колебаний $\Delta\omega$ возрастает более чем в три раза. С увеличением x_0 уменьшаются колебания скорости, однако, как видно из графика на рис. 5.33, при этом снижается и максимальная скорость ШД.

§ 5.5. Прецизионные координатные системы с линейными шаговыми двигателями

Координатные системы, реализующие перемещения объекта обработки по нескольким координатам одновременно без кинематических элементов преобразования вращательного движения в поступательное, строятся на базе линейных шаговых двигателей (ЛШД).

Принципиально ЛШД представляют собой ШД с развернутыми подвижной и неподвижной частями. Конструктивно один из

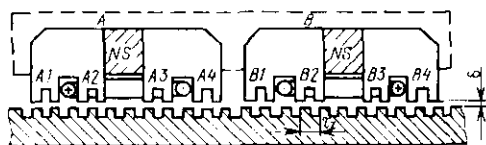


Рис. 5.34. Схема конструкции ЛШД

вариантов ЛШД (рис. 5.34) содержит якорь, состоящий из двух жестко соединенных электромагнитных модулей A и B, и безобмоточный зубчатый пассивный статор, выполненный из магнитомягкого материала. Каждый

из модулей A и B состоит из двух П-образных магнитопроводов, объединенных постоянным магнитом. Зубцовые зоны полюсов каждого магнитопровода (аналогично ШД вращательного типа) ориентированы относительно зубцов статора со взаимным линейным сдвигом в половину зубцового деления τ_z . Обмотки управления охватывают средние полюсы A2, A3 и соответственно B2 и B3 модулей A и B. Электромагнитные модули якоря ЛШД расположены со взаимным линейным сдвигом, равным $k\tau_z + \tau_z/4$, где $k=0, 1, 2, \dots$ выбирается из конструктивных соображений. Якорь ЛШД расположен над статором с зазором δ . Движение якоря с шагом $\Delta x = \tau_z/4$ осуществляется разнополярной коммутацией обмоток модулей A и B аналогично активному ШД вращательного типа по рис. 5.11, а. Порядок коммутации определяет направление движения.

Линейный шаговый двигатель обеспечивает линейные перемещения по одной координате перпендикулярно линиям нарезки зубцов статора. Для обеспечения перемещения координатного стола в плоскости конструктивно объединяются по меньшей мере три ЛШД: один — по одной координатной оси, два — по другой. Необходимый рабочий зазор δ между статором и якорем чаще всего обеспечивается применением аэростатических опор.

Схематически одна из конструкций такого координатного стола показана на рис. 5.35, а. Подвижная каретка 1, имеющая в качестве основания пару модулей ЛШД 2, предназначенных для движения по оси X (X-ЛШД), и две пары модулей 3 (Y-ЛШД), скользит по статору 4 на воздушной подушке, образуемой сжатым воздухом, подаваемым в зазор между статором и кареткой через жиклеры 5, расположенные по периметру якорей ЛШД. В вари-

анте с раздельной по осям нарезкой статора (рис. 5.35, б) X-ЛШД 2 обеспечивает перемещение в пределах средней зоны зубцов статора, Y-ЛШД 3 перемещает каретку поперек нарезки статора в крайних зонах. В варианте с совмещенной по обеим осям нарезкой зубцов статора (рис. 5.35, в) каретка содержит по паре X-ЛШД 2 и Y-ЛШД 3. Диапазон перемещений по осям ограничен в этом случае лишь размерами статора. При движении по

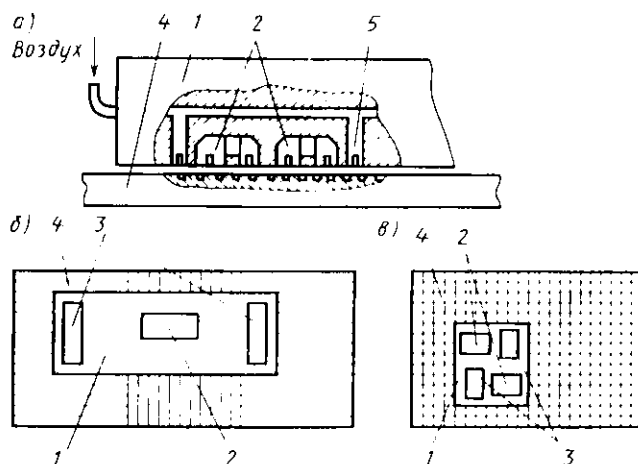


Рис. 5.35. Координатные столы с ЛШД:

а — конструктивная схема; б — координатный стол с раздельной нарезкой статора; в — координатный стол с совмещенной нарезкой статора

координате X коммутируются обмотки электромагнитов модулей X-ЛШД при статическом состоянии токов в обмотках Y-ЛШД. При коммутации обмоток Y-ЛШД обеспечивается движение по координате Y. При одновременном перемещении по двум координатам управляют токами фаз обеих групп ЛШД.

Основное требование к координатным системам — стабильность их электромеханических характеристик. Предпосылкой тому является высокое качество обработки прилегающих поверхностей статора и подвижной каретки. Зубчатые поверхности статора и якорей изготавливаются фрезерованием прецизионной групповой фрезой или методами травления по прецизионным фотошаблонам с последующими заливкой пазов эпоксиными компаундами с твердым немагнитным наполнителем, шлифовкой и притиркой. Это обеспечивает высокую степень параллельности и чистоту рабочих поверхностей.

Электромагнитное взаимодействие якоря со статором происходит в воздушном слое между кареткой и статором, поэтому по-

стоянство зазора δ ведет к стабильности тяговых и точностных характеристик координатной системы. Сама же величина зазора получается как результат уравнивания аэростатической силы отталкивания $\mathcal{F}_a$ магнитной силой притяжения $\mathcal{F}_m$ якоря ЛШД. При этом должны быть удовлетворены условия «всплывания» каретки над плоскостью статора при подаче сжатого воздуха, т. е. $\mathcal{F}_a > \mathcal{F}_m$ при $\delta = 0$. Типичный характер зависимостей $\mathcal{F}_m(\delta)$ и $\mathcal{F}_a(\delta)$ одного из образцов координатной системы для технологических установок микроэлектроники с ЛШД [8] дан на рис. 5.36. Величина зазора фиксируется на уровне δ_0 при силе $\mathcal{F}_0$. Важно отметить, что точка равновесия удовлетворяет условию статической устойчивости $\partial \mathcal{F}_a / \partial \delta < \partial \mathcal{F}_m / \partial \delta$. В серийно производимых

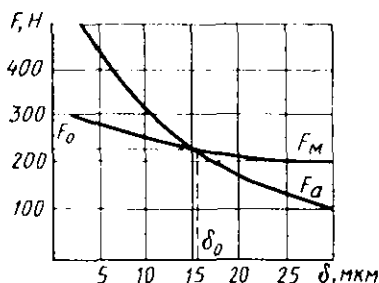


Рис. 5.36. Взаимодействие сил притяжения F_m и аэростатических сил F_a

двухкоординатных системах с ЛШД обеспечивается зазор $\delta = 10 \div 20$ мкм при давлении воздуха в пределах 2—6 атм и расходе 5—15 л/мин.

Статические и динамические свойства ЛШД определяются прежде всего характеристикой тягового синхронизирующего усилия и способами управления ЛШД. При анализе тягового усилия необходимо иметь в виду, что зубцовые зоны статора и якоря обычно выполнены так, что ширина зубца и паза одинакова и равна $\tau_z/2$, что при отно-

шении воздушного зазора к зубцовому делению $\delta/\tau_z < 0,05$ дает практически синусоидальную зависимость магнитного сопротивления зазора от перемещения якоря x с постоянной составляющей R_0 и амплитудой переменной составляющей R_1 :

$$R = R_0 + R_1 \cos \frac{2\pi}{\tau_z} x.$$

Удобно при этом измерять перемещения в единицах зубцового деления, обозначив

$$\varphi = \frac{2\pi}{\tau_z} x.$$

На рис. 5.37 дана схема замещения электромагнитной цепи ЛШД по рис. 5.34, где приняты следующие обозначения: F_m — МДС постоянных магнитов, R_m — внутренние магнитные сопротивления постоянных магнитов, F_A и F_B — соответственно МДС обмоток управления модулями A и B ЛШД, $R_{A1} \dots R_{A4}$ и $R_{B1} \dots R_{B4}$ — магнитные сопротивления воздушных зазоров под полюсами модулей A и B .

При допущении о линейности магнитной цепи и синусоидальности магнитных сопротивлений рабочих зарядов под полюсами

$$\begin{aligned} R_{A1} &= R_{A3} = R_0 - R_1 \cos \varphi, & R_{A2} &= R_{A4} = R_0 + R_1 \cos \varphi, \\ R_{B1} &= R_{B3} = R_0 - R_1 \sin \varphi, & R_{B2} &= R_{B4} = R_0 + R_1 \sin \varphi, \end{aligned} \quad (5.29)$$

где R_0 и R_1 — соответственно постоянная составляющая и амплитуда переменной составляющей магнитного сопротивления.

Тяговое усилие ЛШД можно определить как сумму частных производных электромагнитной энергии модулей A и B по координате φ :

$$\begin{aligned} P &= P_A + P_B = - \left(\frac{\partial W_A}{\partial \varphi} + \frac{\partial W_B}{\partial \varphi} \right) = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{2} \Phi_{Ai}^2 \frac{\partial R_{Ai}}{\partial \varphi} + \\ &+ \sum_{i=1}^4 \frac{1}{2} \Phi_{Bi}^2 \frac{\partial R_{Bi}}{\partial \varphi}, \end{aligned} \quad (5.30)$$

где Φ_{Ai} и Φ_{Bi} — магнитные потоки под соответствующими полюсами модулей A и B .

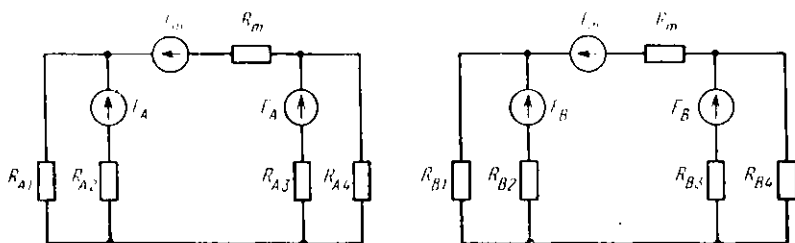


Рис. 5.37. Схема замещения ЛШД

Из схемы замещения (рис. 5.37) можно найти выражения потоков в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Phi_{A1} &= \Phi_{A3} = \frac{F_A}{2R_0} + \frac{F_m}{2R_0(2R_0 + R_m)} (R_0 + R_1 \cos \varphi), \\ \Phi_{A2} &= \Phi_{A4} = \frac{F_A}{2R_0} - \frac{F_m}{2R_0(2R_0 + R_m)} (R_0 - R_1 \cos \varphi), \\ \Phi_{B1} &= \Phi_{B3} = \frac{F_B}{2R_0} + \frac{F_m}{2R_0(2R_0 + R_m)} (R_0 + R_1 \sin \varphi), \\ \Phi_{B2} &= \Phi_{B4} = \frac{F_B}{2R_0} - \frac{F_m}{2R_0(2R_0 + R_m)} (R_0 - R_1 \sin \varphi). \end{aligned} \quad (5.31)$$

По формуле (5.30), подставляя выражения потоков (5.31) и магнитных сопротивлений зазоров под полюсами (5.29), тяговые усилия модулей A и B представляем как

$$P_A = \frac{1}{2R_0 + R_m} \frac{R_1}{R_0} F_m \left(F_A + F_m \frac{R_1}{2R_0 + R_m} \cos \varphi \right) \sin \varphi,$$

$$P_B = \frac{1}{2R_0 + R_m} \frac{R_1}{R_0} F_m \left(F_B + F_m \frac{R_1}{2R_0 + R_m} \sin \varphi \right) \cos \varphi. \quad (5.32)$$

Усилие по координате φ всего ЛШД

$$P_1 = P_A + P_B = \frac{1}{2R_0 + R_m} \frac{R_1}{R_0} F_m (F_B \cos \varphi + F_A \sin \varphi). \quad (5.33)$$

Из выражения (5.32) следует, что при обесточенных обмотках модуль A стремится зафиксировать в точке устойчивого равновесия при $\varphi=0$, когда $\partial P/\partial \varphi < 0$, модуль же B — в точке $\varphi=-\pi/2$. В целом же ЛШД, состоящий из жестко связанных со взаимным механическим смещением в $\tau_z/4$ двух электромагнитных модулей, не развивает при $F_A=F_B=0$ тягового усилия по координате φ , что следует из формулы (5.33).

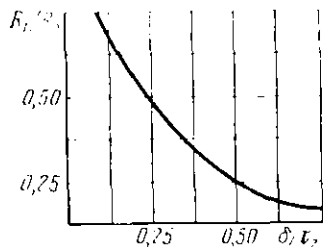


Рис. 5.38. Модуляция зубчатой структурой магнитного сопротивления воздушного зазора

Тяговое усилие ЛШД обратно пропорционально постоянной составляющей магнитного сопротивления воздушного зазора под полюсами электромагнитных модулей. Уменьшить зазор ниже 10—15 мкм технологически весьма затруднительно. С другой стороны, тяговое усилие пропорционально глубине модуляции магнитного сопротивления зазора зубчатой структурой полюсов, т. е. отношению R_1/R_0 . Характерная зависимость этой величины от отношения воздушного зазора δ к зубцовому делению показана на рис. 5.38. Отношение R_1/R_0 резко возрастает с увеличением τ_z . Это обстоятельство наряду с технологическими сложностями изготовления зубчатых структур с малым зубцовым делением обусловило тот факт, что ЛШД изготавливаются с $\tau_z=0,2\div 1$ мм при воздушном зазоре $\delta=10\div 20$ мкм.

При четырехтактной дискретной разнополярной коммутации обмоток модулей A и B якорь перемещается с шагом, равным $\tau_z/4$, что в линейных размерах соответствует 0,05—0,25 мм. Для большинства прецизионных координатных систем такая дискретность не является удовлетворительной. Снижения величины единичного шага добиваются способами управления, использующими электрическое дробление основного шага ЛШД.

Если формировать МДС обмоток модулей по синусоидальному закону $F_A = F \cos \gamma$; $F_B = F \sin \gamma$, то зависимость тягового синхронизирующего усилия (5.33) представляется в виде

$$P_1 = \frac{1}{2R_0 + R_m} \frac{R_1}{R_0} F_m F \sin(\gamma - \varphi).$$

Характеристика синхронизирующего усилия имеет синусоидальную форму и в отсутствие внешней силы сопротивления по координате X якорь ЛШД фиксируется в заданной установленными управляющими токами фаз позиции $\varphi = \gamma$. Таким образом, на протяжении зубцового деления можно иметь в пределе любое число статически устойчивых положений якоря, задаваемых текущим значением аргумента управляющих синус-косинусных токов фаз.

Обычно управляющие токи фаз ЛШД формируются с использованием цифровой техники при конечном числе сочетаний уровней токов в фазах, что обеспечивает ряд дискретных позиций статора в пределах зубцового деления. Синус-косинусные функции токов фаз получаются при этом квантованными по времени.

Особенностью работы ЛШД на аэростатических опорах является отсутствие внешнего демпфирования нагрузки. При этом механическая система, состоящая из массивной каретки с ЛШД, под действием электромагнитных сил оказывается близкой по характеристикам к консервативному звену. Координатные системы с ЛШД работают чаще всего в режиме позиционирования. Большая длительность затухания колебаний якоря вокруг заданной позиции в сравнении с высокими скоростями основных перемещений резко снижает суммарное быстродействие системы. Применение способов стартового управления затруднительно из-за сложности контроля текущего положения якоря ЛШД. В координатных системах с ЛШД используют способы гашения колебаний, основанные на формировании демпфирующих воздействий из ЭДС, наводимых в обмотках фаз при колебаниях вокруг позиции φ_0 , заданной соотношением токов в фазах ЛШД. При этом используются четырехфазные блоки, состоящие из двух идентичных двухфазных ЛШД, закрепленных в каретке последовательно по координате со взаимным линейным смещением $\tau_z/2$. По аналогии с (5.33), синхронизирующее усилие второго ЛШД, состоящего из двух электромагнитных модулей C и D , определится как

$$P_2 = P_D + P_C - S(F_C \sin \varphi - F_D \cos \varphi), \quad (5.34)$$

где

$$S = \frac{F_m}{2R_0 + R_m} \frac{R_1}{R_0}.$$

При управлении обмотками модулей C и D по синусоидальному закону

$$F_C = -F \cos \gamma, \quad F_D = -F \sin \gamma$$

суммарное усилие четырехфазного блока ЛШД удваивается:

$$P = P_1 + P_2 = 2SF \sin(\gamma - \varphi).$$

На этапе основных перемещений оба ЛШД четырехфазного блока работают в двигательном режиме, формируя траекторию перемещения каретки в район заданной позиции. На этапе установочных перемещений при малой частоте следования управляющих импульсов квантования токов фаз во втором ЛШД формируются демпфирующие усилия, способствующие быстрому затуханию колебаний каждого элементарного шага.

При низкой частоте управляющих импульсов в режиме единичных шагов токи фаз успевают устанавливаться на уровнях, соответствующих очередной шаговой позиции $\gamma = \varphi_0$:

$$F_A = F \cos \varphi_0; \quad F_B = F \sin \varphi_0.$$

ЭДС, наводимые в обмотка модулей *A* и *B* при отклонении якоря от позиции φ_0 , выразим исходя из (5.31) следующим образом:

$$E_A = w \frac{d}{dt} (\Phi_{A2} + \Phi_{A3}) = wS \frac{d\Delta\varphi}{dt} \sin(\varphi_0 + \Delta\varphi),$$

$$E_B = w \frac{d}{dt} (\Phi_{B2} + \Phi_{B3}) = wS \frac{d\Delta\varphi}{dt} \cos(\varphi_0 + \Delta\varphi).$$

где w — число витков обмотки фазы.

Сигналы E_A и E_B содержат информацию о скорости отклонения, однако они зависят и от значения текущей позиции φ_0 . Для выделения «чистого» значения $d\Delta\varphi/dt$ необходимо осуществить следующую операцию:

$$E_v = E_A(-\sin \varphi_0) + E_B \cos \varphi_0 = wS \frac{d\Delta\varphi}{dt} \cos \Delta\varphi, \quad (5.35)$$

Принимая во внимание тот факт, что при дроблении величина элементарного шага мала и составляет величину порядка сотых долей зубцового деления, $\Delta\varphi$ имеет величину единиц градусов, поэтому можно положить $\cos \Delta\varphi \cong 1$. Полученный в (5.35) сигнал E_v пропорционален скорости отклонения якоря от позиции φ_0 .

Формируя МДС обмоток второго ЛШД как

$$F_C = (-F + k_1 E_v) \cos \varphi_0, \quad F_D = (-F + k_1 E_v) \sin \varphi_0,$$

где k_1 — коэффициент преобразования напряжения сигнала скорости отклонения в ток фазы, получаем с учетом (5.34) выражение усилия ЛШД:

$$P_2 = -SF \sin \Delta\varphi + k_1 w S^2 \frac{d\Delta\varphi}{dt} \sin \Delta\varphi.$$

Первое слагаемое представляет собой собственно синхронизирующее усилие ЛШД при колебаниях вокруг позиции φ_0 . Второе

слагаемое, пропорциональное скорости изменения $\Delta\varphi$, описывает демпфирующее усилие, которое воздействует на блок ЛШД в сторону снижения колебательности. Коэффициентом k_1 регулируют глубину демпфирующего воздействия.

Функциональная схема устройства управления четырехфазным блоком ЛШД одной координаты, использующая описанный способ гашения колебаний, показана на рис. 5.39. Формирователь фаз-

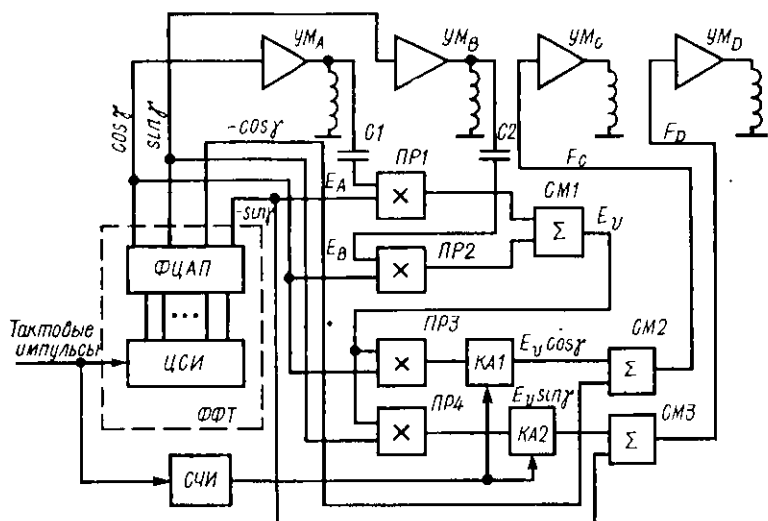


Рис. 5.39. Функциональная схема устройства управления четырехфазным блоком ЛШД

ных токов ФФТ, состоящий из циклического счетчика тактовых импульсов ЦСИ, имеющего число выходных состояний, равное кратности дробления зубцового деления, и функционального цифро-аналогового преобразователя ФЦАП, вырабатывает четырехфазную систему квантованных синус-косинусных сигналов управления фазными обмотками блока ЛШД. Усилители мощности $УМ_A—УМ_D$ питают обмотки фаз. Выходные сигналы селектора частоты тактовых импульсов (СЧИ) открывают аналоговыми ключами КА1 и КА2 систему демпфирования лишь при достаточно низкой частоте тактовых импульсов, соответствующих режиму единичных шагов ЛШД. На этапе основных перемещений при высокой частоте тактовых импульсов выходные сигналы ключей КА1 и КА2 равны нулю и сигналы « $-\cos \gamma$ » и « $-\sin \gamma$ » через сумматоры СМ2 и СМ3 поступают на входы $УМ_C$ и $УМ_D$. Наведенные в обмотках модулей А и В ЭДС E_A и E_B через разделительные конденсаторы С1 и С2 поступают на узел из умножителей ПР1, ПР2 и сумматора СМ1, вырабатывая сигнал E_γ пропорциональный скорости изменения $\Delta\varphi$. Сигнал E_γ проходит через

узел из двух умножителей ПРЗ и ПР4, ключи КА1 и КА2 и после суммирования на сумматорах СМ2 и СМ3 с сигналами « $-\cos \gamma$ » и « $-\sin \gamma$ », формирует на входах УМ_с и УМ_д сигнал, пропорциональный сумме P_2 синхронизирующего и демпфирующего усилий.

Современные координатные системы с ЛШД для технологического оборудования микроэлектроники могут быть охарактеризованы следующими сочетаниями точностных и динамических параметров:

— при дискретности перемещения 10 мкм максимальная скорость перемещения достигает 500 мм/с при максимальном ускорении до 40 м/с²;

— при дискретности перемещения 1 мкм максимальная скорость достигает 150 мм/с при наибольшем ускорении до 20 м/с².

§ 5.6. Пьезоэлектрический привод

Действие пьезоэлектрических двигателей основано на электро-механическом явлении в твердых телах — пьезоэффекте. *Прямой пьезоэффект* — способность генерировать электрический заряд под действием механического напряжения. *Обратный пьезоэффект* — способность пьезоматериалов деформироваться под действием приложенного электрического напряжения. Пьезоэффектом обладают кварц, турмалин, сульфат лития и некоторые другие материалы. Из большого числа пьезоэлектриков наибольшее применение в пьезодвигателях, действие которых основано на обратном пьезоэффекте, получила пьезокерамика благодаря ее большому пьезоэффекту, механической прочности, технологичности изготовления элементов, желаемой конфигурации и т. д. Пьезоэлектрический эффект в керамике появляется после поляризации сильным электрическим полем, после снятия которого сохраняется остаточная поляризация в результате доменной переориентации вдоль одной из осей, называемой *осью поляризации* или *полярной осью*.

В системе координат, связанной с геометрией пьезоэлектрика, полярная ось обычно обозначается цифрой 3, цифрами 1 и 2 обозначаются две ортогональные оси в плоскости, перпендикулярной оси поляризации. Для поляризованной пьезокерамики, обладающей анизотропией в направлении полярной оси, уравнения обратного пьезоэффекта для линейных деформаций по соответствующим осям записываются в виде

$$\begin{aligned} S_1 &= S_{11}^E T_1 + S_{12}^E T_2 + S_{13}^E T_3 + d_{31} E_3, \\ S_2 &= S_{11}^E T_2 + S_{12}^E T_1 + S_{13}^E T_3 + d_{32} E_3, \\ S_3 &= S_{13}^E (T_1 + T_2) + S_{33}^E T_3 + d_{33} E_3, \end{aligned} \quad (5.36)$$

где T_1, T_2, T_3 — механические напряжения растяжения — сжатия по соответствующим осям; E_3 — напряженности электрического поля по полярной оси.

Упругие податливости вида S_{ij}^E характеризуют связь деформации с механическим напряжением при условии постоянства электрического поля, на что указывают верхние индексы, при приложении лишь одной компоненты механического напряжения, когда другие компоненты поддерживаются постоянными.

Пьезоэлектрический модуль d_{ij} определяет для случая обратного пьезоэффекта деформацию, вызываемую полем в 1 В/м. Например, модуль d_{33} описывает воздействие электрического поля, направляемого по полярной оси на продольную деформацию вдоль этой оси, модуль d_{31} связывает электрическое поле вдоль оси поляризации и деформацию в любом из направлений, нормальном к полярной оси. В частности, поэтому $d_{31} = d_{32}$.

Деформация пьезоэлемента от приложенного электрического поля связана с переориентацией электрических доменов. Это ведет к диэлектрическому гистерезису, т. е. к несовпадению по фазе электрического поля и поляризации. При подаче переменного напряжения на пьезоэлектрик получают зависимости деформации от напряжения в виде петель гистерезиса, из которых предельной петле соответствует насыщающее поле, при котором происходит полная доменная переориентация. Гистерезис пьезокерамики не превышает 20%. Уменьшения влияния гистерезиса добиваются схемными путями, линеаризуя характеристику использованием аналоговых элементов памяти.

Статическая характеристика пьезоэлемента — зависимость деформации и усилия от значения приложенного напряжения. Если на пьезоэлемент не действуют внешние механические напряжения, т. е. $T_1 = T_2 = T_3 = 0$, то деформация холостого хода получается из (5.36) в виде

$$\begin{aligned} S_{10} &= d_{31} E_3, \\ S_{20} &= d_{32} E_3 = d_{31} E_3, \\ S_{30} &= d_{33} E_3. \end{aligned} \quad (5.37)$$

Механические напряжения, развиваемые зажатым пьезоэлементом ($S_i = 0$), из (5.36) определяются так

$$\begin{aligned} S_{11}^E T_1 + S_{12}^E T_2 + S_{13}^E T_3 &= -d_{31} E_3, \\ S_{11}^E T_2 + S_{12}^E T_1 + S_{13}^E T_3 &= -d_{31} E_3, \\ S_{13}^E (T_1 + T_2) + S_{33}^E T_3 &= -d_{33} E_3. \end{aligned}$$

В частности, если элемент зажат по оси поляризации 3, то он развивает при условии $T_1 = T_2 = 0$ максимальное механическое напряжение

$$T_{3\max} = E_{\text{ю}} d_{33} E_3, \quad (5.38)$$

где $E_{\text{ю}}$ — модуль Юнга.

В общем случае механическое напряжение, развиваемое элементом по оси поляризации 3, при $T_1 = T_2 = 0$

$$T_3 = E_{\text{ю}} (S_{33} - d_{33} E_3) = E_{\text{ю}} (S_3 - S_{30}), \quad (5.39)$$

или

$$T_3 = T_{3\max} \left(\frac{S_3}{S_{30}} - 1 \right).$$

Деформация пьезоэлемента в общем случае наличия электрического поля и механического напряжения выразится как

$$S_3 = S_{30} \left(1 - \frac{T_3}{T_{3\max}} \right). \quad (5.40)$$

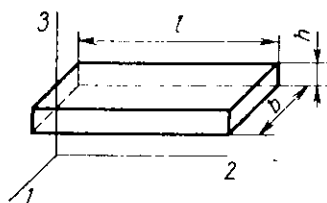


Рис. 5.40. Пьезоэлектрическая пластина

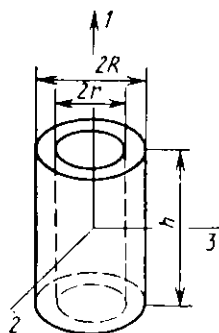


Рис. 5.41. Тонкостенный цилиндр

По уравнениям (5.37)–(5.40) рассчитываются деформации и усилия пьезоэлементов. Для пьезокерамической пластины (рис. 5.40) деформация холостого хода по оси поляризации 3 от напряжения U , приложенного между верхней и нижней плоскостями, в соответствии с (5.37) выразится как

$$S_{30} = \frac{\Delta x_{30}}{h} = d_{33} \frac{U}{h},$$

где Δx_{30} — абсолютная величина деформации холостого хода по оси 3; h — толщина пластины; U — напряжение, приложенное к пластине по оси 3. Согласно (5.39), усилие по оси 3

$$F_3 = F_{3\max} \left(\frac{S_3}{S_{30}} - 1 \right),$$

где $F_{3\max} = T_{3\max} S_3$; S_3 — площадь поверхности пластины, перпендикулярной оси 3.

Учитывая, что $S_3 = lb$, имеем

$$F_3 = F_{ю} \frac{bl}{h} (d_{33}U - \Delta x_3).$$

Для увеличения деформации и усилия часто применяют пакеты пластин, склеенные токопроводящим клеем и соединенные электрически параллельно.

Аналогичным образом рассчитываются деформации и усилия по оси I тонкостенного цилиндра из пьезокерамики, поляризованной по оси 3 (рис. 5.41). Деформация холостого хода от напряжения U , приложенного между внутренней и внешней поверхностями цилиндра,

$$S_{10} = \frac{\Delta x_3}{h} = d_{31}E_1 = d_{31} \frac{U}{R-r},$$

где h , R и r — соответственно высота, внутренний и внешний радиусы цилиндра.

Усилие, развиваемое цилиндром по оси I ,

$$F_1 = 2\pi R E_{ю} d_{31} U.$$

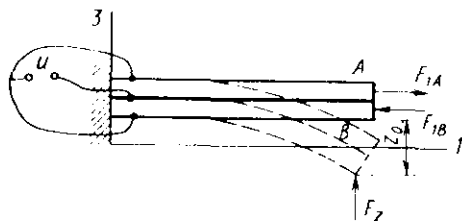


Рис. 5.42. Консольно закрепленный биморфный пьезоэлемент

Большой интерес как база для конструирования пьезодвигателей представляют *биморфные пьезоэлементы*. Биморфный пьезоэлемент представляет собой две склеенные токопроводящим клеем пьезоэлектрические пластины. При подаче напряжения на биморфный пьезоэлемент в одной из пластин происходит деформация сжатия, в другой — деформация растяжения, а биморфный элемент изгибается.

Деформация консольно закрепленного биморфного пьезоэлемента (рис. 5.42) рассчитывается как результат воздействия на верхнюю и нижнюю пластины усилий F_{1A} и F_{1B} , противоположных по знаку, при условии, что их перемещение друг относительно друга невозможно. При идентичности характеристик пластин A и B и одинаковом приложенном к ним напряжении

$$|F_{1A}| = |F_{1B}| = S.$$

В соответствии с уравнениями обратного пьезоэффекта деформация каждой из пластин

$$\frac{\Delta l}{l} = d_{31}E = d_{31} \frac{U}{h}.$$

По закону Гука,

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{T_1}{E_{ю}} = \frac{F_1}{bhE_{ю}}.$$

Отсюда $S = d_{31}UE_{ю}b$.

Момент, создаваемый парой сил F_{1A} и F_{1B} ,

$$M_1 = S_1 h = bh E_{ю} d_{31} U.$$

Прогиб конца пластины под действием момента M_1 , т. е. деформация холостого хода,

$$z_0 = -\frac{3}{4} \frac{l^2}{h^2} d_{31} U.$$

Максимальное усилие, развиваемое концом биморфного элемента, имеет место при прогибе $z = 0$. Оно рассчитывается из условия компенсации максимального прогиба z_0 от приложенного напряжения U внешней вертикальной силой F_z . Прогиб от силы F_z

$$z_F = \frac{1}{2} \frac{F_z l^3}{E_{ю} b h^3}.$$

С учетом того, что $z_0 = -z_F$, определяется величина максимального усилия биморфа:

$$F_{\max} = -F_z = \frac{3}{2} \frac{bh}{l} E_{ю} d_{31} U.$$

В общем случае наличия внешней нагрузки F_z деформация биморфного пьезоэлемента

$$z = z_0 \left(1 - \frac{F_z}{F_{\max}} \right).$$

Наибольшее распространение для пьезодвигателей получила пьезокерамика на основе титаната и цирконата свинца. В частности, самым распространенным составом является керамика ЦТС-19, основные параметры которой следующие:

удельная плотность $\rho = 7,3 \cdot 10^3$ кг/м³,

диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 1760$,

модуль Юнга $E_{ю} = 0,8 \cdot 10^{11}$ Н/м²,

пьезомодули $d_{33} = 3 \cdot 10^{-10}$ м/В, $d_{31} = 1,5 \cdot 10^{-10}$ м/В.

Существует много модификаций пьезодвигателей. По принципу построения их можно разделить на два основных класса: *вибродвигатели* и *двигатели микроперемещений*. Первые основаны на различных принципах преобразования ультразвуковых поступательных или крутильных колебаний пьезоэлемента в непрерывное движение исполнительного органа. Диапазон регулирования скорости у них ограничен частотами, находящимися в узкой окрестности частоты электромеханического резонанса рабочего пьезоэлемента. В двигателях микроперемещений пьезоэлементы работают на частотах ниже резонансной вплоть до статического режима, обеспечивая фиксацию рабочего органа в нужной позиции. Наибольший интерес для технологических установок микроэлектроники представляют двигатели второго типа.

Одна из конструкций шагового однокоординатного пьезодвигателя схематически показана на рис. 5.43. Устройство содержит полый цилиндр 1, внутренняя поверхность которого обработана по высокому классу точности, два пьезокерамических цилиндра 3 и 5 и жестко соединенный с ними пьезокерамический полый цилиндр 4. При приложении электрического потенциала к цилиндрам 3 и 5 они сжимаются в радиальном направлении. При пода-

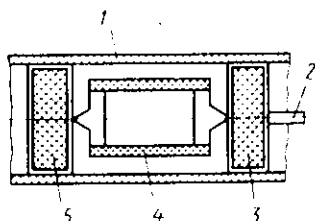


Рис. 5.43. Шаговый пьезодвигатель

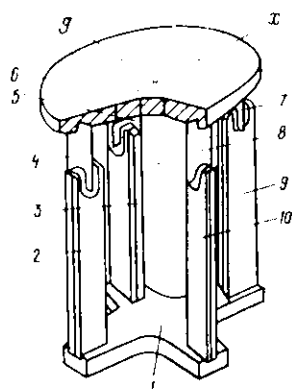


Рис. 5.44. Линейный биморфный пьезодвигатель

че управляющего напряжения на цилиндр 4 он деформируется по продольной оси. В исходном положении оба цилиндра 3 и 5 фиксируются внутренней поверхностью цилиндра 1. При одновременной подаче напряжения на один из цилиндров 3 и 5, например 5, и цилиндр 4 выходной шток 2 перемещается на величину деформации цилиндра 4, т. е. на один шаг. Затем с цилиндра 3 снимается напряжение и он фиксируется внутренней поверхностью цилиндра 1. Одновременно снимается напряжение с цилиндра 4 и управляющее напряжение прикладывается к цилиндру 5, освобождая его от фиксации в цилиндре 1. Принимая первоначальные размеры, цилиндр 4 перемещает цилиндр 5 на величину своей деформации. Следующий цикл начинается снятием напряжения с цилиндра 5 и подачей его на цилиндр 3. Таким образом осуществляется линейное дискретное перемещение связанного с выходным штоком рабочего органа.

Для длины центрального цилиндра около 150 мм при амплитуде управляющего напряжения 200–250 В величина единичного шага достигает 10–15 мкм при частоте до 2–3 кГц.

В линейном двухкоординатном пьезодвигателе (рис. 5.44) используются изгибные деформации биморфных пьезоэлементов 1, 2, 3 и 9, консольно закрепленные в основании 1. Упругие пластины 4 и 7 передают изгибные деформации пары биморфов 2, 9 координатному столу 6 в направлении оси Y и не препятствуют

передаче перемещений от биморфов 3 и 10 через пластины 5 и 8 в направлении оси X. Таким образом, координатный стол 6 перемещается независимо по двум осям. Добавлением еще одного пьезоэлемента, обеспечивающего вертикальные перемещения в сочетании с кулачковым механизмом, можно получить поворотные движения вокруг вертикальной оси устройства.

Пьезодвигатели такого типа обеспечивают линейные перемещения в диапазоне до 400 мкм по каждой из двух осей и поворот вокруг вертикальной оси до 1,5—2 геометрических градусов.

Контрольные вопросы

1. Напишите передаточные функции ДПТ при управлении по напряжению и по току якоря.
2. В чем состоит смысл введения интегральной составляющей в закон регулирования скорости ДПТ по напряжению и по току якоря?
3. Какова методика выбора параметров регулятора скорости ДПТ при настройке контура на оптимум по модулю?
4. Изложите методику расчета скоростей и выбора параметров схемы управления ШД в режиме приоритетности по универсальным динамическим характеристикам.
5. Перечислите способы устранения колебаний ротора ШД в режиме единичных шагов.
6. Изложите методы регулирования скорости ШД в режиме БМПТ. Каково их отличие от методов управления скоростью коллекторного ДПТ?
7. Перечислите технические требования к датчику положения ротора ШД применительно к стартовой управлению, к режиму БМПТ, к управлению скоростью в режиме БМПТ, к управлению соотношением скоростей ШД.
8. В чем состоит принцип электрического дробления основного шага ШД? Каковы основные технические предпосылки применения метода дробления основного шага?
9. Назовите физические принципы, лежащие в основе способа электронного демпфирования колебаний якоря ЛШД.
10. Напишите уравнения обратного пьезоэффекта. Каков физический смысл коэффициентов при механических и электрических величинах?
11. В чем состоят основы метода расчета статических характеристик пьезоэлементов типовых конфигураций?
12. Перечислите основные принципы построения пьезодвигателей.

ГЛАВА 6

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫМИ ПРОЦЕССАМИ

§ 6.1. Модели тепловых технологических объектов

В тепловых объектах управления управляемой величиной является температура. Таким объектам присущ распределенный характер, при котором значение управляемой величины в какой-либо точке зависит от геометрического расположения этой точки на объекте управления, поэтому конечной целью управления тепловым объектом является получение требуемого распределения температуры. В общем случае распределение температуры описывается уравнением в частных производных

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \alpha^2 \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} \right) + \frac{E(x, y, z, t)}{c\rho}, \quad (6.1)$$

где θ — температура точки объекта; t — текущее время; x, y, z — ортогональные координаты точки; α — коэффициент температуро-

проводности; $F(x, y, z, t)$ — плотность тепловых источников; c — удельная теплоемкость материала объекта; ρ — плотность материала объекта.

Однозначность решения данного уравнения обеспечивается соответствующим выбором начальных и граничных условий. Использование конкретных методов синтеза алгоритмов управления предполагает переход от наиболее общей модели объекта (6.1) к рабочим моделям. Допущения, связанные с упрощением модели, приводят в конечном счете к снижению качества управления, поэтому при рассмотрении алгоритмов управления тепловыми объектами следует учитывать вид используемой модели и степень ее близости уравнению (6.1).

Широкое распространение для управления тепловыми объектами получили линейные алгоритмы управления, реализуемые в аналоговых управляющих устройствах, и «квазилинейные», реализуемые в цифровых системах автоматического управления. Анализ устойчивости таких систем производится с использованием известных критериев Найквиста, Гурвица и др. Применение указанных критериев и метода синтеза возможно при представлении теплового объекта в виде линейной системы с сосредоточенными параметрами. При этом в общем случае он описывается системой дифференциальных уравнений

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + B\bar{u}, \quad \bar{y} = C\bar{x} + D\bar{u} \quad (6.2)$$

где $\bar{x} = \bar{x}(t)$ — вектор состояния; $\bar{u} = \bar{u}(t)$ — вектор управления; $\bar{y} = \bar{y}(t)$ — вектор выходных переменных.

Размерности векторов $\bar{x}$, $\bar{y}$ и $\bar{u}$ соответственно равны n , m и r . Размерности постоянных матриц A , B , C и D — соответственно $n \times n$, $n \times r$, $m \times n$ и $m \times r$.

Уравнение системы с распределенными параметрами (6.1) приводимо к форме (6.2), поэтому если известны числовые значения констант и граничные условия уравнения (6.1), то возможно только приближенное представление модели объекта управления системой уравнений (рис. 6.2).

Для управляемых тепловых объектов технологического оборудования характерны нелинейности, связанные с ограничением управляющих воздействий и нелинейной зависимостью температуры объекта управления от подводимой электрической мощности. Учет нелинейности при переходе к линейным моделям производится разложением нелинейной статической характеристики объекта управления в ряд Тейлора с использованием его первого члена. В качестве примера теплового объекта управления технологического оборудования рассмотрим нагревательную камеру диффузионной электропечи, в которой (рис. 6.1) участвует в процессе теплообмена реактор 3, окруженный трехсекционным нагревателем 2. Пространство между кожухом 1 и нагревателем 2 заполнено

но теплоизолятором 4. Между витками нагревателя расположены термоэлектрические преобразователи 6, служащие источниками сигналов обратной связи для системы автоматического управления температурой диффузионной электропечи. В реактор вводится лодочка с обрабатываемыми кремниевыми пластинами 7. Через газовую магистраль 5 подается обрабатываемая газовая смесь. Управление распределением температуры вдоль рабочей зоны реактора производится с помощью регулирования мощностей, подводимых к секциям нагревателя. Возмущающими воздействиями

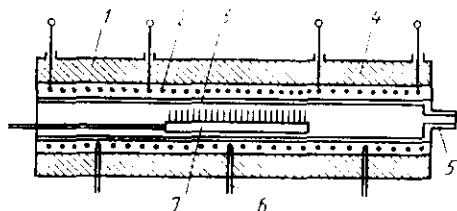


Рис. 6.1. Продольный разрез нагревательной камеры диффузионной электропечи

являются тепловые воздействия вводимой лодочки с пластинами и газовой смеси, начальная температура которой отличается от температуры реактора. Совершенный тепловой контакт между элементами конструкции реактора отсутствует. Процесс теплообмена определяется радиационной и конвективной составляющими.

Зависимости такого процесса теплообмена нельзя считать линейными. Однако следует учитывать, что отклонение продольного температурного профиля в центральной зоне реактора, вызванное вводом лодочки со скоростью 10^{-3} м/с, не превышает 10 К при среднем значении 1100 К. Аналогичное отклонение, вызванное пропуском газовой смеси в рабочем диапазоне расходов $8,3 \cdot 10^{-7} - 8,3 \cdot 10^{-5}$ м³/с, также не превышает указанного значения. Поэтому при относительно небольших отклонениях температуры реактор можно исследовать как линейный объект управления.

При управлении температурой реактора, как правило, ставится задача получения равномерного продольного распределения температуры. В пределах рабочей зоны распределение должно подчиняться закону

$$\theta(x) = \theta_0 + K_0(x - x_0), \quad (6.3)$$

где x — координата точки измерения; θ_0 — заданная температура в центре рабочей зоны с координатой x_0 ; K_0 — заданный градиент температуры.

Как правило, задаются небольшие градиенты температуры ($K_0 = 0,1 \div 20$ К/м), поэтому влиянием продольной теплопроводности можно пренебречь. Это допущение позволяет рассматривать нагревательную камеру как совокупность трех объектов управления (объекты 1, 2, 3 на рис. 6.1), соответствующих трем секциям нагревателя, и применять для управления каждой секцией отдельный контур САУ. Для каждого из таких объектов управления

можно выделить два основных элемента, участвующих в процессе теплообмена: 1) соответствующую секцию нагревателя; 2) часть реактора, охватываемую рассматриваемой секцией нагревателя.

Используя уравнение теплового баланса (2.13) для секции нагревателя, получим

$$\frac{d\theta_n(t)}{dt} = -\frac{\theta_n(t)}{T_{01}} + \frac{u(t) K_{01}}{T_{01}}, \quad (6.4)$$

где $\theta_n(t)$ — средняя температура нагревателя; $u(t)$ — управляющее воздействие (мощность), подаваемое на секцию нагревателя; K_{01} — коэффициент передачи, определяющий зависимость температуры нагревателя от подаваемой мощности; T_{01} — постоянная времени, определяемая теплоемкостью нагревателя.

Аналогично, с помощью уравнения (2.13) можно получить дифференциальное уравнение, описывающее процесс нагрева части реактора:

$$\frac{d\theta_p(t)}{dt} = -\frac{\theta_p(t)}{T_{02}} + \frac{\theta_n(t) K_{02}}{T_{02}}, \quad (6.5)$$

где $\theta_p(t)$ — средняя температура части реактора; K_{02} — коэффициент передачи, определяющий зависимость температуры части реактора от температуры секции нагревателя; T_{02} — постоянная времени, определяемая теплоемкостью части реактора.

Переходя к форме передаточной функции, получим

$$W_0(p) = \frac{K_0}{(T_{01}p + 1)(T_{02}p + 1)}, \quad (6.6)$$

где p — оператор Лапласа; $K_0 = K_{01}K_{02}$ — суммарный коэффициент передачи.

Если предполагается использовать цифровую САУ температурой, то передаточную функцию модели (6.3) можно представить в форме дискретной передаточной функции

$$W(z) = \frac{K_0}{T_{01} - T_{02}} \cdot \frac{T_{01}(1 - d_1)(z - d_2) - T_{02}(1 - d_2)(z - d_1)}{(z - d_1)(z - d_2)}, \quad (6.7)$$

где $z = e^{pT_K}$; $d_1 = e^{-T_K/T_{01}}$, $d_2 = e^{-T_K/T_{02}}$ — период квантования сигналов в цифровой САУ.

При выводе передаточной функции (6.7) предполагалось, что управляющее воздействие, подаваемое на объект управления, остается постоянным в течение одного периода квантования T_K .

§ 6.2. Алгоритмы управления температурой

Большинство технологических процессов микроэлектроники требует стабилизации температурных режимов обработки. Наиболее жесткие требования к ней предъявляются в диффузионных электропечах. В современных электропечах длина рабочей тепло-

вой зоны составляет 600—800 мм. При этом для обеспечения малого разброса параметров обрабатываемых пластин изменение температуры в пределах рабочей тепловой зоны не должно превышать $\pm 0,25^\circ\text{C}$ для процессов диффузии и $\pm (1\div 3)^\circ\text{C}$ для процессов наращивания легированных слоев фосфатно-силикатного стекла при пониженном давлении.

Кроме требования низкой статической погрешности в современном оборудовании накладываются жесткие требования к динамической погрешности (минимальное время переходного

процесса при условии сохранения заданного распределения температуры в пределах тепловой рабочей зоны и отсутствии перерегулирования). Решение последних задач затрудняется большой инерционностью объекта управления.

Современные системы управления температурой, как правило, строятся на базе микроЭВМ, позволяющих реализовать наиболее сложные алгоритмы, поэтому при выборе алгоритмов должна обязательно оговариваться эта возможность.

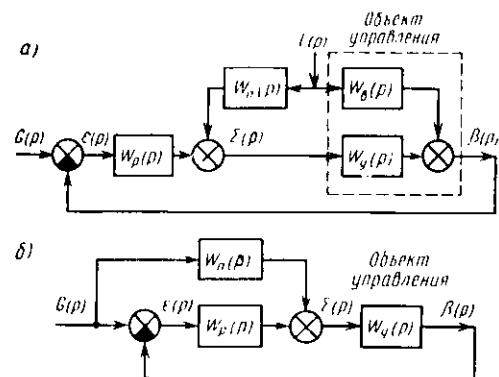


Рис. 6.2. Структурные схемы систем комбинированного управления со связью по возмущению (а) и задающему воздействию (б)

Перейдем к выбору алгоритмов. Одним из основных признаков, характеризующих алгоритмы управления, является конфигурация системы. По этому признаку автоматические системы делятся на системы без обратной связи (с прямым управлением), системы с обратной связью и комбинированные, сочетающие свойства первых двух типов. Эти особенности отражаются на основных свойствах этих систем, в том числе и алгоритмах управления.

Системы прямого управления состоят из последовательно включенных регулятора, усилителя мощности и объекта управления. При этом регулятор задает алгоритм управления. В системе отсутствует обратная связь, поэтому система всегда устойчива. Точность регулирования в такой системе определяется точностью используемой модели объекта, а также наличием информации о всех возмущающих воздействиях. Таким образом, для получения высокой точности в системе прямого управления необходима точная информация о параметрах объекта и возмущающих воздействиях. Эта задача даже при наличии необходимых датчиков возмущений и использовании ЭВМ представляет значительные трудности, по-

этому системы прямого управления, как правило, имеют низкую точность.

В системах с обратной связью имеется информация о действительном значении регулируемого параметра. Это принципиально позволяет достичь требуемой точности управления при существенно меньшей точности информации об объекте управления, внешних и внутренних возмущениях, что является несомненным достоинством таких систем. Однако увеличение статической точности требует увеличения коэффициента усиления в системе управления, что может привести к потере устойчивости и перерегулированию, т. е. к возрастанию динамических погрешностей.

Комбинированные системы управления позволяют сочетать достоинства первых двух типов систем. Использование в системе ЭВМ позволяет реализовать их наиболее полно. Рассмотрим подробнее характеристики комбинированных систем управления со связью по возмущению и задающему воздействию (рис. 6.2).

В комбинированной системе управления со связью по возмущению (рис. 6.2, а) объект имеет передаточную функцию по управлению $W_y(p)$, а по возмущению — $W_n(p)$, при этом связь по возмущению обеспечивается подачей возмущения на объект управления через звено $W_n(p)$. Регулятор $W_p(p)$ используется в контуре регулирования по отклонению, охваченном обратной связью. Система управления (рис. 6.2, а) описывается уравнениями

$$\begin{aligned} e(p) &= G(p) - \beta(p), \\ E(p) &= W_n(p)L(p) + W_p e(p), \\ \beta(p) &= W_y(p)\Sigma(p), \end{aligned}$$

где $G(p)$ — задающее воздействие; $e(p)$ — ошибка канала регулирования по отклонению; $\beta(p)$ — сигнал обратной связи; $L(p)$ — возмущение; $\Sigma(p)$ — сигнал управления.

Исключив в последней системе все промежуточные переменные, кроме $G(p)$ и $e(p)$, получим

$$e(p)(1 + W_p(p)W_y(p)) = G(p) + L(p)(W_n(p) + W_n(p)W_y(p)). \quad (6.8)$$

Отсюда видно, что при

$$W_n(p) + W_n(p)W_y(p) = 0 \quad (6.9)$$

возмущение $L(p)$ не влияет на ошибку регулирования системы, т. е. система инвариантна относительно возмущения, что является важным достоинством систем комбинированного управления со связью по возмущению. Представив каждую передаточную функцию как отношение полиномов переменной p , например $W_n(p) = A_n(p)/B_n(p)$ и т. д., при $G=0$ из (6.8) получим

$$e(p) \left[1 + \frac{A_p(p)}{B_p(p)} \frac{A_y(p)}{B_y(p)} \right] = L(p) \left[\frac{A_n(p)}{B_n(p)} + \frac{A_n(p)}{B_n(p)} \frac{A_y(p)}{B_y(p)} \right]$$

или

$$\frac{\varepsilon(p)}{L(p)} = \frac{A_n(p) B_n(p) B_y(p) + A_n(p) A_y(p) B_n(p)}{[A_y(p) A_p(p) + B_y(p) B_p(p)] B_n(p) B_n(p)}.$$

Отсюда получаем характеристическое уравнение системы, определяющее ее устойчивость:

$$[(A_y(p) A_p(p) + B_y(p) B_p(p))] B_n(p) B_n(p) = 0. \quad (6.10)$$

Уравнение (6.10) представляет собой произведение характеристического полинома замкнутой системы (первый сомножитель), разомкнутой компенсационной связи по возмущению (второй сомножитель) и разомкнутого канала возмущения (третий сомножитель). Следовательно, устойчивость системы комбинированного управления (рис. 6.2, а) определяется устойчивостью ее замкнутой части, разомкнутого канала возмущения и разомкнутой компенсационной связи по возмущению.

Из сравнения условия инвариантности (6.9) и характеристического уравнения системы (6.10) видно, что выбор передаточной функции компенсационного канала

$$W_n(p) = -W_n(p)/W_y(p) = -A_n(p) B_y(p)/A_y(p) B_n(p)$$

не приводит к потере устойчивости системы.

Аналогично рассмотрим свойства комбинированной системы управления со связью по задающему воздействию (рис. 6.2, б), которая описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} \varepsilon(p) &= G(p) - \beta(p), \\ \Sigma(p) &= G(p) W_n(p) + \varepsilon(p) W_p(p), \\ \beta(p) &= \Sigma(p) W_y(p). \end{aligned}$$

Исключив из этой системы промежуточные переменные $\beta(p)$ и $\Sigma(p)$, получим уравнение

$$\varepsilon(p)(1 + W_p(p) W_y(p)) = G(p)(1 - W_n(p) W_y(p)). \quad (6.11)$$

Из уравнения (6.11) видно, что абсолютная инвариантность ошибки относительно задающего воздействия будет при

$$1 - W_n(p) W_y(p) = 0. \quad (6.12)$$

Определим характеристическое уравнение системы, подставив в выражение (6.11) входящие передаточные функции в виде отношения полиномов аргумента p , например $W_y(p) = A_y(p)/B_y(p)$ и т. д.:

$$\varepsilon(p) \left(1 + \frac{A_p(p)}{B_p(p)} \frac{A_y(p)}{B_y(p)} \right) = G(p) \left(1 - \frac{A_n(p)}{B_n(p)} \frac{A_y(p)}{B_y(p)} \right).$$

Отсюда

$$\frac{\varepsilon(p)}{G(p)} = \frac{[B_n(p) B_y(p) - A_n(p) A_y(p)] B_p(p)}{[A_p(p) A_y(p) + B_p(p) B_y(p)] B_n(p)}. \quad (6.13)$$

Следовательно, характеристическое уравнение системы будет

$$[A_p(p) A_y(p) + B_p(p) B_y(p)] B_n(p) = 0. \quad (6.14)$$

Аналогично, преобразовав уравнение (6.12), получим

$$B_y(p) B_n(p) - A_y(p) A_n(p) = 0. \quad (6.15)$$

Из уравнения (6.14) видно, что характеристическое уравнение системы комбинированного управления со связью по задающему воздействию представляет произведение характеристических полиномов замкнутой системы (первый множитель) и разомкнутой компенсационной связи по задающему воздействию. Следовательно, устойчивость системы определяется устойчивостью ее замкнутой части и разомкнутой компенсационной связи по задающему воздействию. Рассматривая совместно уравнения (6.14) и (6.15), видим, что выбор полиномов $A_n(p)$, $B_n(p)$ из условия инвариантности (6.15) не приводит к потере устойчивости.

В заключение проверим возможность физической реализации канала компенсации $W_n(p)$. Так как объект управления задан заранее и физически реализуем, то в его передаточной функции $W_y(p) = A_y(p)/B_y(p)$ степень полинома числителя меньше степени полинома знаменателя. Отсюда в передаточной функции канала задающего воздействия, выбранной из условия абсолютной инвариантности (6.15),

$$W_n(p) = \frac{A_n(p)}{B_n(p)} = \frac{B_y(p)}{A_y(p)}. \quad (6.16)$$

Степень полинома числителя будет выше степени полинома знаменателя, т. е. эта передаточная функция не удовлетворяет условию физической реализуемости. Таким образом, в комбинированной системе (рис. 6.2, б) абсолютная инвариантность по задающему воздействию недостижима. Однако это не означает, что в этой системе нельзя получить высокую точность регулирования: во-первых, передаточную функцию (6.16) можно заменить близкой к ней физически реализуемой и получить квазинвариантную систему, мало отличающуюся от инвариантной, а во-вторых, введение в систему дополнительного канала $W_n(p)$, даже не удовлетворяющего условию абсолютной инвариантности (6.16), позволяет повысить точность регулирования и запасы устойчивости замкнутой части системы.

Последнее подтверждается следующим образом. При достижении абсолютной инвариантности (6.16) ошибка регулирования всегда равна нулю, поэтому замкнутая часть системы дает нулевой вклад в воздействие на объект управления и ее можно исклю-

чить без нарушения качества регулирования. Если же не удастся подобрать передаточную функцию, близкую к (6.16), то в системе будет ненулевая ошибка, однако ее величина все равно будет меньше, чем при отсутствии связи по задающему воздействию. Это создает более благоприятный для работы замкнутой части системы режим малых отклонений. Покажем это для передаточных функций объекта и регулятора:

$$W_y(p) = \frac{K_y}{1 + pT}; \quad W_p = K_p.$$

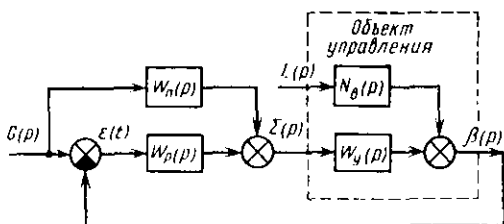


Рис. 6.3. Структурная схема комбинированной системы управления со связью по задающему воздействию с учетом возмущений

Статическая ошибка регулирования в этом случае при ступенчатом задании G_0 с учетом выражения (6.11) при $W_n(p) = 0$ будет

$$\varepsilon_1 = \lim_{p \rightarrow 0} \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{G(p)}{1 + W_y(p)W_p(p)} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{G_0}{1 + K_p \frac{K_y}{1 + pT}} = \frac{G_0}{1 + K_p K_y}.$$

С другой стороны, при введении связи по задающему воздействию и выборе передаточной характеристики, близкой к (6.16), например

$$W_n(p) = (1 + \delta)/K_y,$$

получим статическую ошибку

$$\varepsilon_2 = \lim_{p \rightarrow 0} \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{G_0 \left(1 - \frac{1 + \delta}{K_y} \frac{K_y}{1 + pT} \right)}{1 + K_p \frac{K_y}{1 + pT}} = \frac{G_0 \delta}{1 + K_p K_y},$$

где δ — суммарная погрешность определения коэффициента передачи объекта и настройки коэффициента передачи канала связи по задающему воздействию. Обычно для тепловых объектов $\delta \leq \leq 0,1$. В этом случае $\varepsilon_1/\varepsilon_2 = 1/\delta \geq 10$.

Таким образом, введение связи по задающему воздействию позволило уменьшить статическую ошибку регулирования более чем

в 10 раз при тех же параметрах замкнутой части системы. Если же для системы нормировано значение статической ошибки, то введение связи по задающему воздействию позволяет уменьшить коэффициент усиления замкнутой части системы управления и тем самым повысить ее устойчивость. Другим достоинством системы комбинированного управления (рис. 6.2, б) является повышенная надежность. Это объясняется тем, что она включает два канала передачи задающего воздействия к объекту управления. Поэтому при отказе одного из каналов ($W_n(p)$ либо замкнутой части системы) оставшийся канал системы будет продолжать работать, хотя это и приведет к увеличению ошибки регулирования.

Последнее свойство характерно только для систем со связью по задающему воздействию. Для сравнения в системе управления со связью по возмущению (рис. 6.2, а) при отказе замкнутой части нарушается работа всей системы, так как размыкается тракт передачи задающего воздействия на объект управления и теряется информация о задающем воздействии.

Рассмотрим передаточную характеристику системы (рис. 6.2, б) при введении в канал производной задающего воздействия. В этом случае передаточная функция канала будет

$$W_n(p) = \frac{A_n(p)}{B_n(p)} = K_n(1 + Tp).$$

С учетом этого выражение (6.13) для передаточной функции ошибки запишется в виде

$$\frac{e(p)}{G(p)} = W_s(p)[1 - W_y(p)W_n(p)] = W_s(p) \frac{B_y(p) \cdot 1 - A_y(p)K_n(1 + Tp)}{B_y(p) \cdot 1}, \quad (6.17)$$

где $W_s(p) = \frac{1}{1 + W_p(p)W_y(p)}$ — передаточная функция ошибки замкнутой части системы.

Если

$$W_y(p) = \frac{A_y(p)}{B_y(p)} = K_y \frac{1 + \sum_{i=1}^n d_i p^i}{1 + \sum_{j=1}^m b_j p^j},$$

то выражение (6.17) запишется в виде

$$\frac{e(p)}{G(p)} = \frac{W_s(p)}{B_y(p) \cdot 1} \left[1 - K_y K_n + \sum_{i=1}^n (b_i - K_y K_n T d_i) p^i + \sum_{l=n+1}^m b_l p^l \right]. \quad (6.18)$$

При выборе коэффициента передачи канала задающего воздействия

$$K_n = 1/K_y \quad (6.19)$$

в выражении (6.18) в квадратных скобках исчезает свободный член, а переменная p может быть вынесена за скобки, т. е. порядок астатизма увеличивается на 1.

Если также постоянная времени канала задающего воздействия выбрана из условия

$$K_n T = \frac{b_1}{d_1 K_y}, \quad (6.20)$$

то в выражении (6.18) исчезает и член с первой степенью аргумента p , а порядок астатизма системы увеличивается на 2 по сравнению с первоначальным вариантом, когда канал задающего воздействия отсутствовал. Таким образом, введение производных от задающего воздействия позволяет повысить порядок астатизма системы комбинированного управления (рис. 6.2, б). Этот способ повышения астатизма в системе управления значительно выгоднее обычно используемого способа повышения астатизма путем введения в замкнутую часть системы производных от ошибки регулирования, так как, во-первых, повышение астатизма первым способом не нарушает устойчивости системы, а во-вторых, задающее воздействие, в отличие от сигнала ошибки не содержит шумов, что позволяет более точно формировать производные.

Однако указанные преимущества достигаются только при выполнении условий (6.19), (6.20). Для этого необходимо точно знать параметры объекта управления, что не всегда удается, так как они изменяются со временем, а также от возмущающих воздействий, задающего воздействия и других условий. Из выражений (6.19), (6.20) видно, что с каждым последующим увеличением степени астатизма необходима более полная информация об объекте управления, а также выполнение более сложных соотношений между ними и параметрами канала передачи задающего воздействия. Поэтому эффективность этих решений падает и в дальнейшем мы будем рассматривать систему (см. рис. 6.2, б) с передаточной функцией канала передачи задающего воздействия $W_n(p) = K_n$, а также с учетом возмущения. В этом случае система будет выглядеть, как показано на рис. 6.3.

Уравнения системы

$$\varepsilon(p) = G(p) - \beta(p),$$

$$\Sigma(p) = \varepsilon(p) W_p(p) + G(p) W_n(p),$$

$$\beta(p) = \Sigma(p) W_y(p) + L(p) W_n(p).$$

Исключая промежуточные переменные $\beta(p)$, $\Sigma(p)$, получим

$$\varepsilon(p)[1 + W_y(p)] = G(p)[1 - W_n(p)W_y(p)] + L(p)W_n(p). \quad (6.21)$$

Из выражения (6.21) видно, что в системе рис. 6.3 даже при выполнении условия (6.12) не обеспечивается инвариантность

ошибки относительно возмущения. В этом случае канал передачи задающего воздействия обеспечивает основное воздействие на объект, а замкнутая часть системы компенсирует ошибки, обусловленные неточной настройкой канала передачи задающего воздействия, дрейфа параметров объекта, а также влиянием возмущений. При этом для увеличения точности работы канала задающего воздействия значение его коэффициента передачи определяют практически при настройке системы. Для этого отключают замкнутую часть системы и задают ряд значений задающего воздействия Σ_i на объект и после окончания переходного процесса определяют значение выходного параметра β_i . В результате этого получают пары $\beta_1 - \Sigma_1$, $\beta_2 - \Sigma_2, \dots$. В дальнейшем при работе системы значение управляющего воздействия подаваемого на объект управления по каналу задающего воздействия $\beta_i \leq G \leq \beta_{i+1}$ рассчитывается следующим образом:

$$\Sigma_n = \Sigma_i + \frac{\beta_{i+1} - \beta_i}{\beta_{i+1} - \beta_i} (G - \beta_i). \quad (6.22)$$

Так как пары $\beta_i - \Sigma_i$ получены в реальных условиях при воздействии возмущений, то при их сохранении канал передачи задающего воздействия обеспечивает высокую точность регулирования. При отработке постоянного задающего воздействия канал передачи задающего воздействия подает на объект постоянное воздействие, близкое к установившемуся значению после окончания переходных процессов. В этом случае переходная характеристика, а следовательно, и динамическая погрешность определяются ее замкнутой частью.

Рассмотрим возможности уменьшения времени регулирования в системе рис. 6.3 путем выбора передаточной функции регулятора $W_p(p)$ в замкнутой части системы при отработке задающего воздействия в виде ступеньки. Для случая, когда объект управления описывается линейным дифференциальным уравнением n -го порядка, а управляющее воздействие изменяется от $-\Sigma_{\max}$ до $+\Sigma_{\max}$, в теории оптимального управления доказано, что оптимальное управление имеет n интервалов максимального значения $\Sigma_{\max}$ и $n-1$ моментов переключения на $-\Sigma_{\max}$. В нашем случае (рис. 6.3) канал прямого управления постоянно подает на объект управления постоянное воздействие Σ_n , рассчитанное по выражению (6.22). Поэтому для получения максимального и минимального воздействий на объект замкнутая часть системы должна формировать воздействия $+\Sigma_{\max} - \Sigma_n$ и $-\Sigma_n$ соответственно и в данном случае можно воспользоваться описанным выше результатом из теории оптимального управления. На рис. 6.4 показан вид оптимального управления, а также переходная характеристика системы. Оптимальный переходный процесс заканчивается в момент времени t_5 . Установившийся режим будет автоколебательным относительно заданной точки равновесия, так как управляющее воз-

действие принимает только два крайних значения. Это является недостатком управляющего воздействия рис. 6.4, а, а при жестких требованиях к точности регулирования необходимо принимать дополнительные меры для устранения автоколебательного режима, например при малых ошибках регулирования переходить от релейного управления к непрерывному.

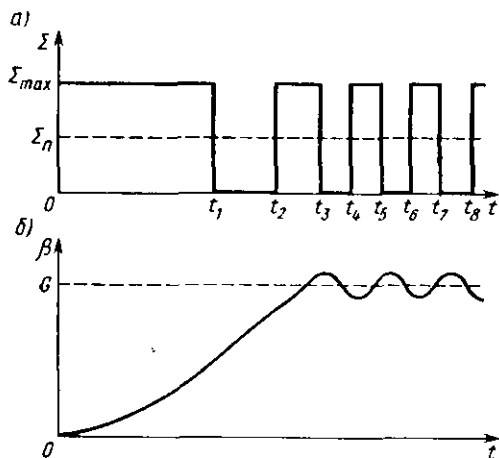


Рис. 6.4. Управляющее воздействие (а) и переходная характеристика (б) оптимальной по быстродействию системы управления

Рассмотренное выше оптимальное по быстродействию управление весьма трудно реализовать практически, так как обычно объекты управления являются нелинейными, технические средства для их реализации получаются сложными и неудобными для эксплуатации. Поэтому при разработке систем управления практически предпочтительны квазиоптимальные алгоритмы управления, полученные путем линеаризации объекта управления, понижения порядка его дифференциально-

го уравнения и другими упрощениями с последующим решением задачи нахождения времени переключения t_i . Квазиоптимальный алгоритм управления будет состоять из меньшего количества переходов. Обычно выбор алгоритма начинают с одного перехода (рис. 6.5, а), где Σ_n — вклад в управляющее воздействие на объект канала прямого управления; $\Sigma_{ст}$ — значение управляющего воздействия, необходимое для поддержания регулируемого параметра объекта равным заданному G . Синтез этого алгоритма управления заключается в нахождении времени переключения t_1 . Рассмотрим возможность реализации квазиоптимального алгоритма с одним переходом (кривая 1 на рис. 6.5, а), позволяющим получить переходную характеристику, показанную на рис. 6.5, б (кривая 1). Так как реализация управляющего воздействия (1 на рис. 6.5, а) вызывает затруднения, заменим его управляющим воздействием 2, которое может быть реализовано включением в регулятор $W_p(p)$ системы (рис. 6.3) пропорционального звена P , как показано на рис. 6.6. При увеличении температуры объекта будет уменьшаться вклад замкнутой части системы в величину воздействия на объект управления, поэтому воздействие на объект управления будет уменьшаться и за-

стабилизируется между Σ_n и $\Sigma_{ст}$ (кривая 2 на рис. 6.5, а). Этому управляющему воздействию соответствует переходная характеристика 2 на рис. 6.6, б, из которой видно, что в системе после окончания переходного процесса будет статическая ошибка $e_{ст}$. Для исключения статической ошибки в регулятор $W_p(p)$ (рис. 6.6) вводится интегрирующее звено И, включаемое компаратором К при нахождении ошибки в пределах $\pm \Delta$ (момент времени t_2 на рис. 6.5). Отключение интегрирующего звена И при больших ошибках позволяет исключить накопление в нем больших чисел при большой длительности процесса регулирования, с одной стороны, и уменьшить время компенсации статической ошибки, с другой стороны. Управляющее воздействие и регулируемый параметр в этом случае изменяются в соответствии с кривыми 3 (рис. 6.5, а, б). Из переходной характеристики (кривая 3 на рис. 6.5, б) видно, что в данном случае длительность переходного процесса увеличилась с t_2 до t_3 , однако при этом существенно уменьшилась статическая ошибка. Отключение интегрирующего звена при больших ошибках особенно эффективно при цифровой реализации рассмотренных алгоритмов, так как сумма, накопленная в цифровом интеграторе, может храниться бесконечно долго (при аналоговой реализации этого не получается из-за неизбежных утечек в элементах схемы). На рис. 6.6 показано также дифференцирующее звено Д, введение которого позволяет уменьшить перерегулирование. Тем самым очевидно, что в качестве звена $W_p(p)$ в системе комбинированного управления (рис. 6.6) используется широко известное ПИД-звено, единственная особенность которого заключается в отключении И-звена при превышении ошибкой регулирования некоторого порога Δ .

Синтез рассмотренного алгоритма управления для конкретного объекта заключается в определении следующих его параметров: коэффициента передачи K_n прямого канала управления; коэффициентов ПИД-звена K_p , $T_{рл}$, $T_{ри}$;

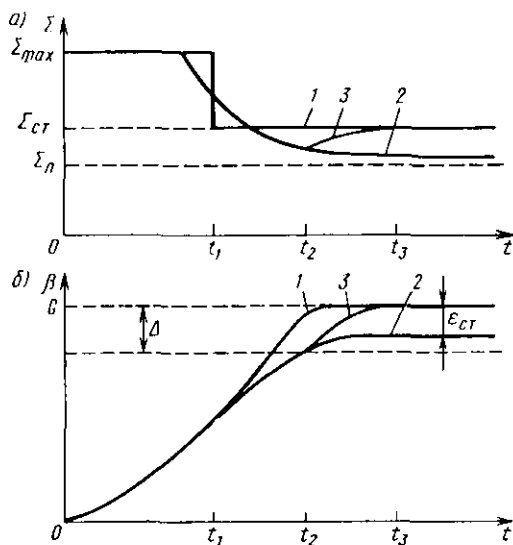


Рис. 6.5. Управляющее воздействие (а) и переходная характеристика (б) квазиоптимальной по быстродействию системы комбинированного управления

порога Δ включения интегратора ПИД-звена.

Эта задача может решаться на модели объекта при проектировании системы, а также путем подбора указанных параметров при настройке системы. В последнем случае расчетные значения параметров, полученные при проектировании, обычно используются в качестве начального приближения. При этом точный выбор параметров при настройке производят следующим образом.

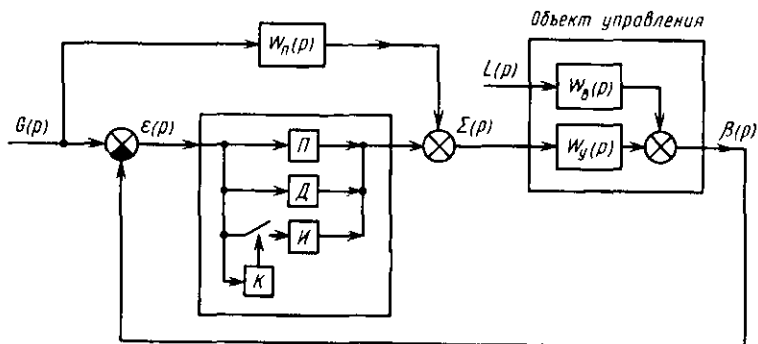


Рис. 6.6. Структурная схема комбинированной системы управления температурой

1. Отключают замкнутую часть системы и путем подачи ряда задающих воздействий Σ_i определяют ряд установившихся значений регулируемого параметра β_i .

2. Включают в замкнутую часть системы только Π- и Д-звенья. Подают ступенчатое задающее воздействие G , а на выходе канала прямого управления устанавливают управляющее воздействие в соответствии с выражением (6.22). Изменением параметров Π- и Д-звеньев добиваются минимальной длительности переходного процесса и отсутствия перерегулирования.

3. Включают в замкнутую часть И-звенно. Подают ступенчатое задающее воздействие. Изменением порога Δ и постоянной интегрирования $T_{\text{ри}}$ добиваются минимальной длительности переходного процесса и отсутствия перерегулирования.

§ 6.3. Аппаратная реализация САУ тепловыми процессами

Как было сказано в § 6.1, в тепловых объектах управления управляемой величиной является температура. Во многих видах специального технологического оборудования микроэлектроники одновременно обрабатывается 50—150 пластин. При этом пластины располагаются в некоторой рабочей зоне (см. рис. 6.1), сравнимой с общими габаритами нагревателя, и система должна обеспечить одинаковые условия обработки пластин в разных точках рабочей зоны (для уменьшения разброса параметров между пла-

стинами в одной партии), а также повторяемость условий обработки при повторном проведении процесса (для уменьшения разброса параметров обрабатываемых пластин от партии к партии). Так как в оборудовании между нагревателем и обрабатываемыми пластинами всегда имеется кварцевый или металлический реактор, имеющий хорошую теплопроводность, то распределение температуры вдоль рабочей тепловой зоны описывается монотонными

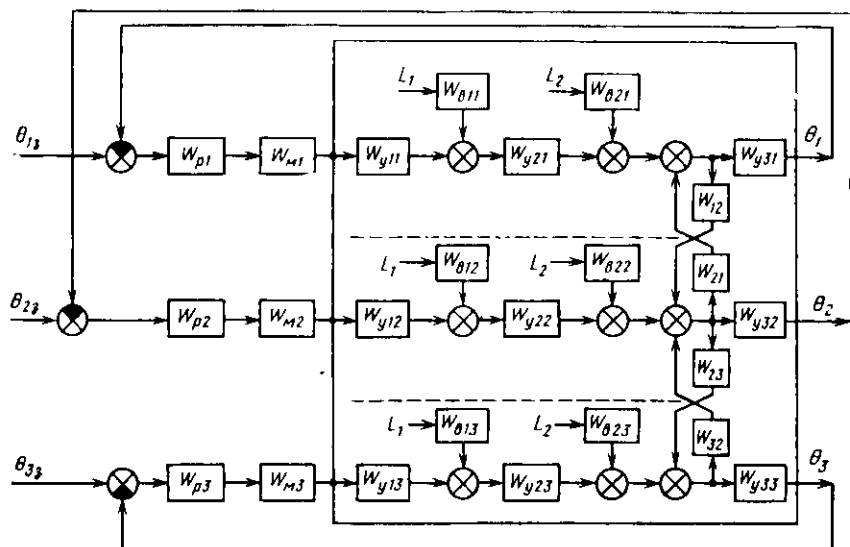


Рис. 6.7. Обобщенная структурная схема системы автоматического управления температурой в трех точках распределенного объекта

функциями (см. рис. 6.1), максимальное отклонение профиля температуры от заданного будет на краях тепловой зоны, а для управления профилем требуется регулировать температуру не менее чем в трех ее точках.

Структурная схема трехканальной системы автоматического управления температурой для этого случая показана на рис. 6.7. В каждом канале имеются локальная корректирующая цепь (регулятор) W_{pi} , формирующая закон управления, и усилитель мощности W_{mi} , подключенный к нагревателю с передаточной функцией W_{yi1} и реактору. Передаточная функция от нагревателя к реактору — $W_{\theta 2i}$. Кроме того, в реакторе в зоне расположения обрабатываемых пластин находится измерительный преобразователь с передаточной характеристикой W_{y3i} , сигнал с которого является сигналом обратной связи для контура управления. Влияние внешних возмущений (температуры и расхода охлаждающей воды, изменения условий теплообмена) на температуру нагревателя описывается передаточной функцией $W_{\theta 1i}$, а влияние внешних возму-

щений на температуру в рабочей зоне реактора (подача реакционных газов, введение лодочки с пластинами), задается передаточной функцией $W_{\mu 2i}$. Так как тепловой поток между двумя соседними контурами может передаваться по реактору вдоль тепловой зоны, то соседние контуры оказываются связанными, что учитывается передаточными функциями W_{12} , W_{21} и т. п. Из рис. 6.7

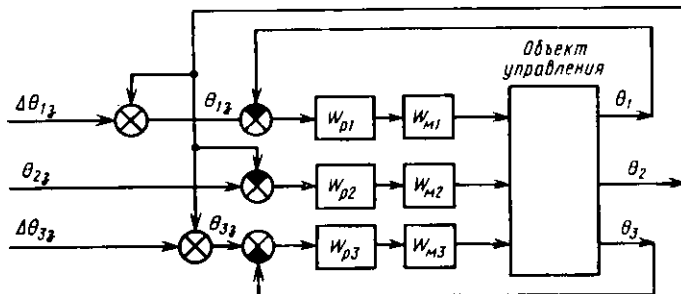


Рис. 6.8. Структурная схема системы автоматического управления профилем температуры по трем точкам

следует, что система автоматического управления является многосвязной и ее анализ в общем виде вызывает значительные трудности. Связь между контурами управления обусловлена передачей теплоты между секциями нагревателя, поэтому при малой разности температуры между зонами передача теплоты будет незначительной и влиянием контуров можно пренебречь.

Для этого задания по каналам должны изменяться синхронно во времени, а мощность, подводимая к нагревателям, должна быть достаточной для отработки этих заданий. При плавном переходе с одного значения температуры на другое это, как правило, выполняется. Однако при отработке ступенчатых заданий из-за разбросов сопротивлений нагревателей, усилителей мощности и других элементов изменение температуры в точках тепловой зоны происходит несинхронно, разность температуры может существенно превышать 10°C , взаимные связи между каналами будут вносить существенный вклад в теплообмен. Нарушится автономная работа регуляторов, что увеличит время выхода на заданное распределение температуры вдоль рабочей тепловой зоны.

С этой точки зрения более выгодна система, показанная на рис. 6.8. Она отличается тем, что задающим воздействием для крайних контуров управления является температура в центре рабочей тепловой зоны θ_2 , т. е.

$$\theta_{13} = \theta_2 + \Delta\theta_{13}, \quad \theta_{33} = \theta_2 + \Delta\theta_{33},$$

где $\Delta\theta_{13}, \Delta\theta_{33} = 0 \div 10^{\circ}\text{C}$ — поправки к заданиям крайних контуров управления.

Если в данной системе крайние контуры управления имеют больший запас по мощности по сравнению с центральным (опорным) контуром, то при подаче на центральный контур ступенчатого задания через некоторое время температура крайних точек тепловой зоны достигает температуры в центре реактора и дальше будет ее отслеживать так, что будет выполняться условие

$$\theta_1 \approx \theta_2 + \Delta\theta_{12}, \quad \theta_3 \approx \theta_2 + \Delta\theta_{32}.$$

Тем самым разница температуры в центральной и крайних точках реактора будет определяться величинами $\Delta\theta_{12}$, $\Delta\theta_{32}$, которые обычно не превышают 10°C . В этом случае контуры управления практически автономны и могут рассматриваться без учета взаимных связей между ними, что мы и сделаем. При переходе от структурной схемы рис. 6.7 к схеме на рис. 6.8 учтем, что влияние возмущений L_1 на температуру в зоне расположения нагревателя из-за хорошей теплоизоляции его от окружающей среды невелико и им можно пренебречь. Входящие в объект управления передаточные функции имеют разное влияние на динамику системы. Так, постоянные времени усилителей мощности W_{mi} и измерительных преобразователей W_{zi} существенно меньше постоянных времени нагревателя и реактора, входящих в передаточные функции W_{y1} , W_{y2} , поэтому их можно исключить из рассмотрения, сохранив приемлемую точность анализа. В этом случае каждый канал объекта управления будет описываться передаточными функциями W_{y1} , W_{y2} и W_{u2} , при этом в последней функции для упрощения записи уберем индекс 2. При выборе структуры регуляторов $W_p(p)$ с учетом сложных функций передачи $W_{y1}(p)$, $W_{y2}(p)$ имеется два варианта:

1) объект управления рассматривается как единый с передаточной функцией $W_{y1}(p) \cdot W_{y2}(p)$, а необходимые динамические и статические характеристики системы обеспечиваются путем усложнения структуры регулятора $W_p(p)$;

2) в объект вводятся дополнительные измерительные преобразователи и организуются дополнительные обратные связи из промежуточных точек объекта при использовании нескольких более простых регуляторов, например описанных в предыдущем параграфе.

Сравним эти два варианта по простоте практической реализации. В первом варианте усложнение закона управления обычно сводится к введению в него производных более высоких порядков от ошибки регулирования. Однако, учитывая малую величину сигналов измерительных преобразователей температуры и наличие шумов, каждое дифференцирование сигнала ошибки регулирования будет снижать отношение сигнал/шум, что может ухудшить характеристики процесса управления. Во втором варианте можно ограничиться только производной первого порядка (при использовании ПИД-регуляторов), что обеспечивает работу при больших

шумах, а также упрощает наладку системы путем раздельной настройки регуляторов. Поэтому в дальнейшем мы будем анализировать только второй вариант построения. С учетом всех названных допущений структурная схема канала регулирования темпе-

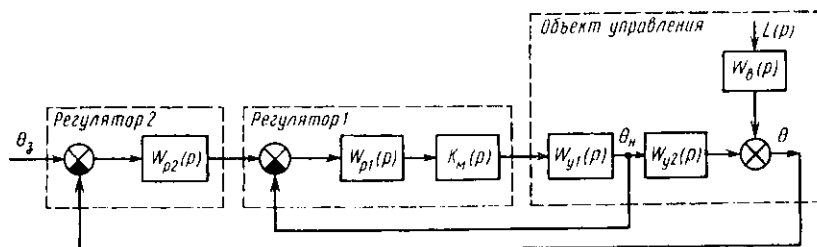


Рис. 6.9. Структурная схема одного канала системы автоматического управления температурой

ратуры будет выглядеть, как показано на рис. 6.9. Рассмотрим варианты аппаратной реализации регуляторов для этой системы. Наиболее просты аналоговые регуляторы. На рис. 6.10 показан внешний вид, а рис. 6.11 — функциональная схема регуляторов

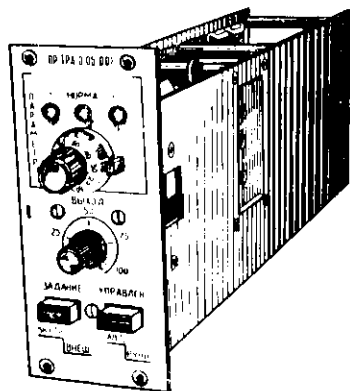


Рис. 6.10. Внешний вид регулятора ПР.ТРА 0,05

ПР.ТРА-0,05, предназначенных для формирования пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) закона при регулировании температуры для специального технологического оборудования микроэлектроники. Регуляторы используются совместно с любыми измерительными преобразователями температуры с выходным сигналом 0—10 В, например ПИ.ТРА. Выпускаются две модели регуляторов: с регулятором мощности — ПР.ТРА-0,05-001; без него — ПР.ТРА-0,05-002. Регуляторы ПР.ТРА-0,05 отличаются малой массой, габаритами и энергопотреблением. Они имеют ручной и автоматический режим работы. В ручном режиме мощность, подаваемая в объект управления, устанавливается в пределах 0—100% резистором на лицевой панели регулятора. В автоматическом режиме регулятор может работать с внутренним и внешним заданием 0—10 В. При этом внутреннее задание может отключаться переключателем SB1. Функциональная схема регулятора ПР.ТРА-0,05 (рис. 6.11) соответствует структурной схеме регуля-

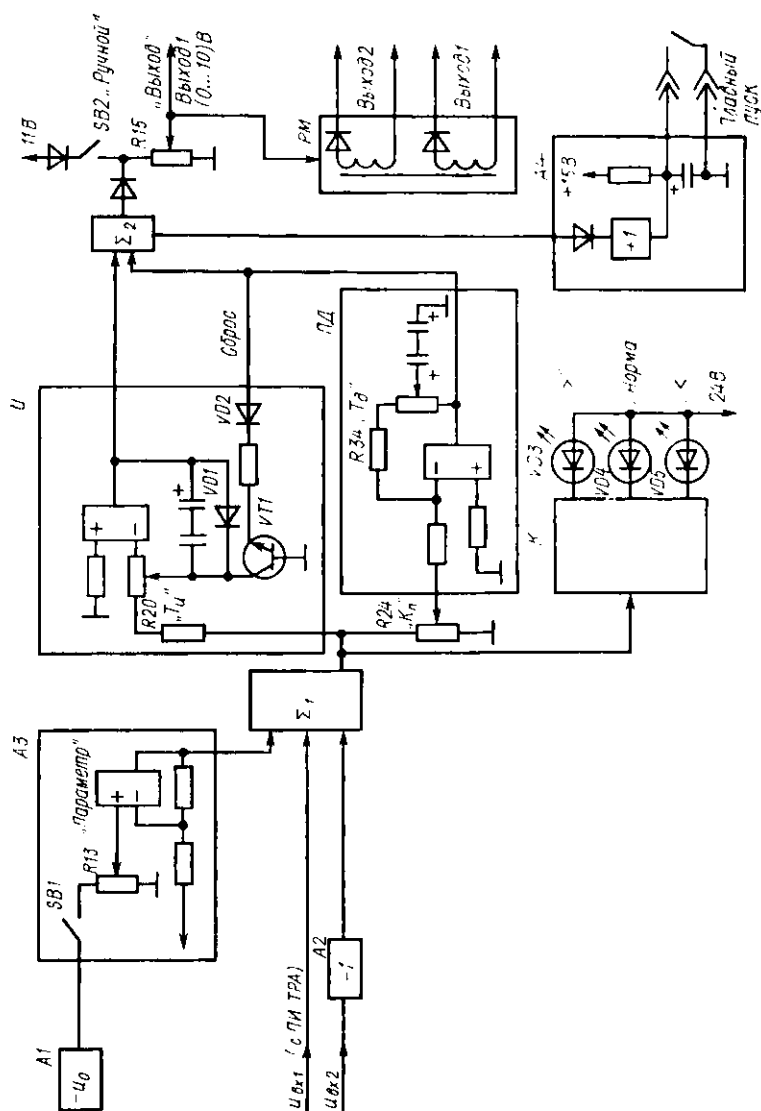


Рис. 6.11. Функциональная схема регулятора РР.ГРА-0.05

тора замкнутой части системы комбинированного управления, показанной на рис. 6.6.

Регулятор ПР.ТРА-0,05 содержит источник опорного напряжения А1 (—10 В), через 10-оборотный задатчик АЗ подключенный к входному сумматору Σ_1 . На входной сумматор также подается напряжение обратной связи с измерительного преобразователя температуры, а также через инвертор А2 — напряжение внешнего задания. На выходе входного сумматора формируется напряжение ошибки регулирования

$$u_*(t) = (u_{\text{нх1}} - u_{\text{нх2}} - u_{\text{зал}}) K_1,$$

где $K_1 = 5,5$ — коэффициент усиления входного сумматора.

Это напряжение через интегрирующее И звено и ПД-звено подается на выходной сумматор Σ_2 . При этом выход ПД-звена подключен ко входу сброса интегрирующего звена, тем самым интегрирующее звено сбрасывается при превышении напряжения с ПД-звена некоторого порогового значения $u_{\text{пор}}$. С учетом этого выходное напряжение ПД-звена, а также интегрирующего звена будут соответственно

$$u_{\text{ид}}(t) = K_{\text{и}} \left[u_*(t) + T_{\text{и}} \frac{du_*(t)}{dt} \right],$$

$$u_{\text{и}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } u_*(t) K_{\text{и}} > u_{\text{пор}}, \\ \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^t u_*(t) dt & \text{при } u_*(t) K_{\text{и}} \leq u_{\text{пор}}. \end{cases}$$

Из последнего выражения видно, что при напряжении ошибки

$$u_*(t) \leq u_{\text{пор}} / K_{\text{и}}$$

выходное напряжение интегрирующего звена становится равным нулю, а закон регулирования из ПИД переходит в ПД. Это позволяет уменьшить выходное напряжение интегрирующего звена при длительной отработке ступенчатого задающего воздействия, когда в течение длительного времени в регуляторе имеются большие ошибки, и за счет этого избежать перерегулирования, сохранив малое время компенсации статической ошибки. Регулятор имеет аналоговый выход (выход 1 на рис. 6.11)

$$u_{\text{вых}} = K_2 (u_{\text{и}}(t) + u_{\text{ид}}(t)),$$

где $K_2 = 8$ — коэффициент усиления выходного сумматора.

Это же выходное напряжение подается на вход регулятора мощности (РМ) с частотно-импульсным управлением, описанным в гл. 4 (рис. 4.18). Компаратор (К) служит для сравнения напря-

жения ошибки регулирования с установленным порогом в 1% (100 мВ от 10 В). Результат сравнения выдается на светодиоды:

VD3 „>“ при $u_e > 0,1B$,

VD4 „норма“ » $-0,1 \leq u_e \leq 0,1B$,

VD5 „<“ » $u_e < -0,1B$.

Ручной режим работы регулятора включается при нажатии кнопки SB2. В этом случае на резистор R51 «Выход» через диод подается напряжение ≈ 11 В, поэтому мощность в нагрузке и напряжение на выходе 1 устанавливается резистором R51 «Выход» и не зависит от ошибки регулирования. Так как напряжение на выход 1 всегда идет через резистор R51, а напряжение с выходного сумматора Σ_2 не превышает 12 В, то в автоматическом режиме резистор R51 будет устанавливать верхний предел мощности, подаваемой в нагрузку. Постоянная времени интегрирования регулятора устанавливается резистором R20. Пороговое напряжение сброса интегрирующего звена определяется стабилитроном VD₂ (КС 156А) и составляет примерно 6 В. Сброс интегратора происходит за счет коллекторного тока транзистора VT1 при его отпирании через стабилитрон VD₂. В этом случае на выходе интегрирующего звена устанавливается напряжение $u_n \approx 0,7$ В. Для обеспечения плавного парастания мощности в нагрузке при включении сети, а также размыкании контактов «Плавный пуск» служит схема А4, ограничивающая выходное напряжение сумматора Σ_2 . При размыкании кнопки «Плавный пуск» либо включении сети конденсатор схемы плавного пуска А4 начинает заряжаться от источника питания +15 В регулятора. После увеличения напряжения на конденсаторе до 12 В схема плавного пуска не оказывает никакого влияния на работу регулятора.

В настоящее время регуляторы ИР.ТРА-0,05 широко используются в диффузионном оборудовании на нижнем уровне управления (регулятор 1 на рис. 6.9). Недостаток этих регуляторов состоит в отсутствии канала прямой передачи и нелинейной зависимости температуры от напряжения задания ($u_{зад} + u_{вх2}$), что не позволяет в полной мере реализовать преимущества комбинированных систем управления. Рассмотренные в предыдущем параграфе, от этих недостатков свободны системы регулирования температуры, реализованные в цифровой форме с помощью блоков уп-

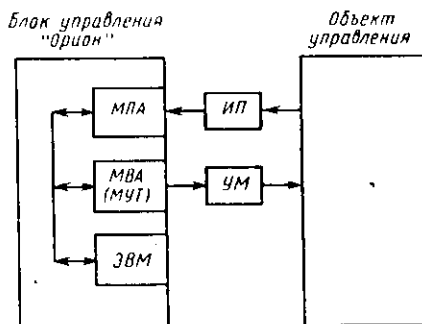


Рис. 6.12. Построение регулятора температуры на базе блоков управления «Орион-3»

равления «Орион-3», «Орион-4». На рис. 6.12 показано построение одного канала регулятора на базе блоков управления «Орион». Эти блоки предназначены для централизованного управления физико-термическим оборудованием и другими сложными объектами. Для организации каналов регулирования в этих блоках предусмотрены модули приема аналогового сигнала (МПА-4, МПА-5), осуществляющие аналого-цифровое преобразование напряжения 0—10 В в код, а также модули выдачи аналоговые (МВА-3) или модуль управления тиристорами (МУТ-7), управляющие мощностью, подводимой к объекту управления.

Так как модули МПА воспринимают напряжения стандартного уровня 0—10 В, то перед ними включаются вторичные измерительные преобразователи (ИП), усиливающие напряжения с датчиков температуры. Аналогично, для управления мощностью, подводимой к объекту с помощью напряжения 0—10 В, между входом МВА и объектом управления необходимо включить усилитель мощности (УМ). При использовании блоков управления «Орион» алгоритм управления реализуется программным способом с помощью встроенной ЭВМ. Для этого через интервал времени $\Delta t = \text{const}$ (период квантования) производится преобразование поступающих напряжений в коды $N(k)$ и преобразование полученной информации в коды управления, поступающие через МВА-3 или МУТ-7 на объект управления. Рассмотрим алгоритмы управления, используемые в диффузионном оборудовании. Перед формированием сигналов управления фильтруются и линейризуются сигналы измерительных преобразователей. Фильтрация обычно производится цифровым фильтром первого порядка

$$\tilde{N}(k) = (1 - \beta)\tilde{N}(k-1) + \beta N(k), \quad (6.23)$$

где $N(k)$ — код входного напряжения на k -м отсчете; $\tilde{N}(k)$, $\tilde{N}(k-1)$ — выходные коды фильтра на k -м и $(k-1)$ -м отсчетах соответственно; $1 - \beta$, β — весовые коэффициенты ($\beta < 1$).

Наиболее просто линейризация производится кусочно-линейными отрезками одинаковой длины. В этом случае код температуры θ вычисляется следующим образом:

$$\theta = \sum_{i=1}^m \Delta\theta_i + \Delta\theta_{m+1} \left(\frac{\tilde{N}(k)}{\Delta N} - m \right), \quad (6.24)$$

где $\Delta\theta_i$ — коэффициенты линейризации градуировочной характеристики преобразователя (приращения кода температуры при изменении кода выходного напряжения преобразователя с $(i-1)\Delta N$ до $i\Delta N$); ΔN — длина отрезка; $\left\lfloor \frac{\tilde{N}(k)}{\Delta N} \right\rfloor = m$ — целая часть числа $\tilde{N}(k)/\Delta N$.

Обычно для типовых преобразователей (например, ПИ.ТРА) массив коэффициентов линейризации составляет 32—64 коэффи-

циента и хранится в постоянном запоминающем устройстве блока управления. После выполнения преобразований (6.23), (6.24) получается код регулируемой физической величины θ , с которым производятся дальнейшие преобразования. Например, для системы управления (рис. 6.9) код управления формируется в виде

$$N_y(k) = K_{\text{из}}\theta_a - \left(K_{\text{из}}\Delta\theta(k) + \frac{\Delta t}{T_{\text{и}}} \sum_k \alpha \Delta\theta(k) + T_{\text{д}} \frac{\Delta\theta(k) - \Delta\theta(k-1)}{\Delta t} \right), \quad (6.25)$$

где $K_{\text{из}}$ — коэффициент передачи канала прямого управления; θ_a — задающее воздействие (уставка) регулируемого параметра; $\Delta\theta(k) = \theta(k) - \theta_a$ — ошибка на k -м такте регулирования (т. е. при времени $t = k\Delta t$); $T_{\text{и}}$ — постоянная времени интегрирующего звена; $T_{\text{д}}$ — постоянная времени дифференцирующего звена;

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{при } \Delta\theta(k) \leq B, \\ 0 & \text{при } \Delta\theta(k) > B, \end{cases}$$

$B = \text{const}$ — зона, в которой разрешена работа интегрирующего звена.

Из выражения (6.25) видно, что первый его член представляет канал прямого управления, а выражение в скобках — канал управления по ошибке, т. е. алгоритм управления является комбинированным. Код управления (6.25) подается на усилитель мощности через модуль МВА-3 либо МУТ-7. Так как передаточная характеристика усилителя мощности часто бывает нелинейной, то перед этим производят линеаризацию аналогично линеаризации градуировочной характеристики измерительных преобразователей (6.24):

$$N_y(k) = \sum_{j=1}^b \Delta N_j + \Delta N_{b+1} \left(\frac{N_y}{\Delta N_y} - b \right), \quad (6.26)$$

где ΔN_j — коэффициенты линеаризации характеристик код — мощность ($N_y - N_m$); ΔN_y — длина отрезка; $b = \left\lfloor \frac{N_y(k)}{\Delta N_y} \right\rfloor$.

Наличие в системе управления управляющей ЭВМ позволяет значительно расширить ее функциональные возможности. Например, в диффузионном оборудовании точность регулирования при наличии возмущений может быть повышена путем использования процедуры профилирования. Эта процедура выполняется в два этапа. На первом этапе автоматически заполняются таблицы профилирования, в которые заносят ряд значений регулируемого параметра в пределах требуемого диапазона его изменения $[\theta_n, \theta_n]$: $\theta_n, \theta_1, \dots, \theta_n$ — и задают время T и максимальную ошибку $\delta\theta_{\text{max}}$. После запуска блок управления берет в качестве уставки первое из заданных значений θ_n и путем выполнения преобразований (6.23) — (6.26) управляет регулируемым параметром. После за-

вершения переходных процессов в системе, когда в течение заданного времени T в каждом отсчете выполняется $|\theta - \theta_n| \leq \delta\theta_{\max}$, значение управляющего кода также стабилизируется и принимает значение N_{yn} . Это значение заносится в таблицу профилирования, и процедура повторяется для следующего значения задающего воздействия и т. д. до последнего.

В результате выполнения первого этапа заполняется таблица профилирования, где каждому значению задающего воздействия θ_i соответствует код управления N_{yi} . На втором этапе эту таблицу используют в процессе управления. В качестве примера рассмотрим процесс управления температурой в диффузионной электропечи при загрузке лодочки с пластинами. В исходном состоянии в рабочей зоне электропечи поддерживается заданное распределение температуры (см. рис. 6.1) при значении температуры в центре $\theta_{32} = 350 \div 1100^\circ\text{C}$. При введении лодочки, температура которой намного меньше температуры в рабочей зоне электропечи, температурный профиль существенно искажается. Однако из-за того, что лодочка располагается внутри реактора и теплоемкость ее меньше теплоемкости реактора, искажение распределения температуры в рабочей зоне будет значительно больше, чем искажения распределения температуры в зоне нагревателя. С другой стороны, из-за того, что лодочка располагается в центре реактора и не влияет на потери тепловой энергии камеры через ее торцовые и наружные стенки, значение управляющего кода после окончания переходных процессов сохранится. В этом случае управление температурой в соответствии с (6.23) — (6.26) по измерительным преобразователям, расположенным в рабочей зоне, приведет к перерегулированию, так как подача дополнительной мощности приведет к существенному накоплению энергии в камере и даже при последующем отключении нагревателя температура в рабочей зоне может превысить заданную. Значительно уменьшить этот эффект позволяет применение профилирования. В этом случае процесс регулирования разбивается на два интервала. На первом вводится лодочка и управление производится с помощью профилирования. При этом для $\theta_i \leq \theta_a \leq \theta_{i+1}$ код управления выбирают аналогично (6.22):

$$N_y = N_{yi} + \frac{N_{yi+1} - N_{yi}}{\theta_{i+1} - \theta_i} (\theta_a - \theta_i), \quad (6.27)$$

где пары $\theta_i - N_{yi}$, $\theta_{i+1} - N_{yi+1}$ взяты из таблицы профилирования.

После завершения процесса теплообмена между лодочкой и реактором по условию $\Delta\theta \leq A$ (где $\Delta\theta$ — ошибка регулирования, $A = \text{const}$) система переходит к управлению в соответствии с выражениями (6.23) — (6.26).

Таким образом, на первом интервале в системе управления (см. рис. 6.6) работает только канал прямого управления, а на втором — к нему подключается регулятор замкнутой части.

задания регуляторов ПР.ТРА-0,05 А2.1—А2.3 нижнего контура управления. Напряжение обратной связи на регуляторы нижнего контура подается с преобразователей ПИ.ТРА А5.1—А5.3, а управляющее воздействие (выходное напряжение регуляторов) подается на 3-канальный регулятор мощности АЗ, описанный в § 4.4 (рис. 4.20). В рассматриваемой системе нижний контур управляет распределением температуры нагревателя в трех точках, а верхний — распределением температуры в трех точках тепловой рабочей зоны внутри реактора. Верхний контур управления сравнивает температуру в трех точках рабочей тепловой зоны в реакторе, вычисляет поправки (управляющие воздействия) и выдает их на нижний уровень управления, который соответствующим образом меняет температуру в соответствующих точках нагревателя. Введение верхнего контура управления с измерительными преобразователями А4.1—А4.3, установленными в рабочей тепловой зоне реактора, позволило повысить точность управления температурой по сравнению с управлением в электронечах прежних образцов, например СДО-125/3-12, а также улучшило воспроизводимость результатов от партии к партии. Это объясняется тем, что даже при заданном распределении температуры нагревателя распределение температуры вдоль тепловой рабочей зоны внутри реактора будет изменяться из-за возмущений (подача технологических газов, загрузки лодочки и др.).

Как следует из рис. 6.13, на входы задания крайних регуляторов А2.1, А2.3 подается напряжение u_2 с выхода центрального измерительного преобразователя А5.2. Тем самым обеспечивается сохранение заданного распределения температуры при переходе с одного задания на другое, чем достигается автономность каналов нижнего контура управления и режим малых отклонений для крайних секций системы, как и в структурной схеме, показанной на рис. 6.8. Однако в регуляторах ПР.ТРА-0,05 имеется один вход внешнего задания (вход 2), а для управления распределением температуры в тепловой рабочей зоне внутри реактора в соответствии со схемой (см. рис. 6.8) необходимо подавать поправки $U_1 U_3$ ($\Delta\theta_1$, $\Delta\theta_3$ на рис. 6.8) на регуляторы крайних секций нагревателя. Для этой цели используются входы смещения преобразователей ПИ.ТРА А5.1, А5.3, коэффициент передачи которых равен — 1. В этом случае подача напряжения U_1 на преобразователь А5.1 уменьшает его выходное напряжение на U_1 , ошибка регулятора А2.1 увеличивается. В результате увеличивается мощность, подаваемая на секцию нагревателя, и возрастает ее температура. После окончания переходных процессов в системе установится значение температуры $\theta_{н1}$

$$u_1(\theta_{н1}) = u_2(\theta_{н2}) + U_1,$$

соответствующее нулевой ошибке регулирования. Аналогично работает и другая крайняя секция нагревателя.

Для управления температурой в трех точках нагревателя нижнего контура управления используется ПИД-закон, заложенный в регуляторах ПР.ТРА. В отличие от этого в верхнем контуре управления используются алгоритмы комбинированного управления (6.23) — (6.26). При этом для упрощения алгоритма и с учетом того, что используемые в нижнем контуре термоэлектрические преобразователи градуировки ХА практически линейны, линеаризация выходной характеристики (6.26) не проводится, а ошибки регулирования верхнего канала управления определяются в виде

$$\begin{aligned}\epsilon_1 &= \theta_1 - \theta_2 - (\theta_{13} - \theta_{23}), \\ \epsilon_2 &= \theta_2 - \theta_{23}, \quad \epsilon_3 = \theta_3 - \theta_2 - (\theta_{33} - \theta_{23}),\end{aligned}\quad (6.28)$$

где θ_i , θ_{i3} — измеренное и заданное значения температуры в i -й точке рабочей тепловой зоны ($i=1, 2, 3$).

Для устранения перерегулирования при загрузке и выгрузке из реактора лодочки с обрабатываемыми пластинами в верхнем контуре управления преобразования (6.25) — (6.26) не производятся, а на нижний контур управления выдаются задающие воздействия U_1 , U_2 , U_3 , зафиксированные на предыдущем (перед выгрузкой) интервале.

Аналогично выполнена система управления температурой установки «Изотрон-4». Она отличается тем, что вместо регулятора мощности АЗ (рис. 6.13) используются регуляторы мощности, входящие в регуляторы ПР.ТРА А2.1—А2.3, отличается и трансформаторным питанием силовых цепей, а также использованием во всех измерительных преобразователях термоэлектрических преобразователей градуировки ПР30/6, имеющих существенно нелинейную градуировочную характеристику. Последнее потребовало выполнения линеаризации напряжения задания U_2 центральной секции нагревателя в соответствии с выражением (6.26). В остальном эта система ничем не отличается от системы управления установкой «Изотрон-3».

Статическая точность регулирования температуры в системе определяется погрешностью используемого АЦП модуля приема аналогово. При использовании 12-разрядного МПА-4 с дискретностью 0,025% не удастся получить точность регулирования 0,05%, что при температуре 1000°C составит 0,5°C. Другой недостаток системы (рис. 6.13) состоит в аппаратной избыточности (аналоговые регуляторы А2.1—А2.3). Эти недостатки устранены в более новых системах управления (рис. 6.14), впервые примененных в диффузионных системах «Оксид». Основное отличие этой системы состоит в программной реализации как верхнего, так и нижнего контура управления, а также в применении блока управления БУ-4 «Орион-4» с более прецизионными модулями приема аналоговыми МПА-5 и модулем управления тиристорами МУТ-7. Использование 14-разрядного МПА-5 при правильном выборе алгоритма уп-

равления позволяет получить статическую точность регулирования 0,01—0,02 %, т. е. 0,1—0,2°C на 1000°C.

Система, как и рассмотренные выше, обеспечивает регулирование температуры в трех точках тепловой рабочей зоны реактора с помощью трехсекционного нагревателя. Температура в центре и по краям рабочей тепловой зоны измеряется измерительными преобразователями АЗ.1—АЗ.3, а в секциях нагревателя — преобразователями А4.1—А4.3. Напряжения с преобразователей подаются на входы модуля МПА-5.

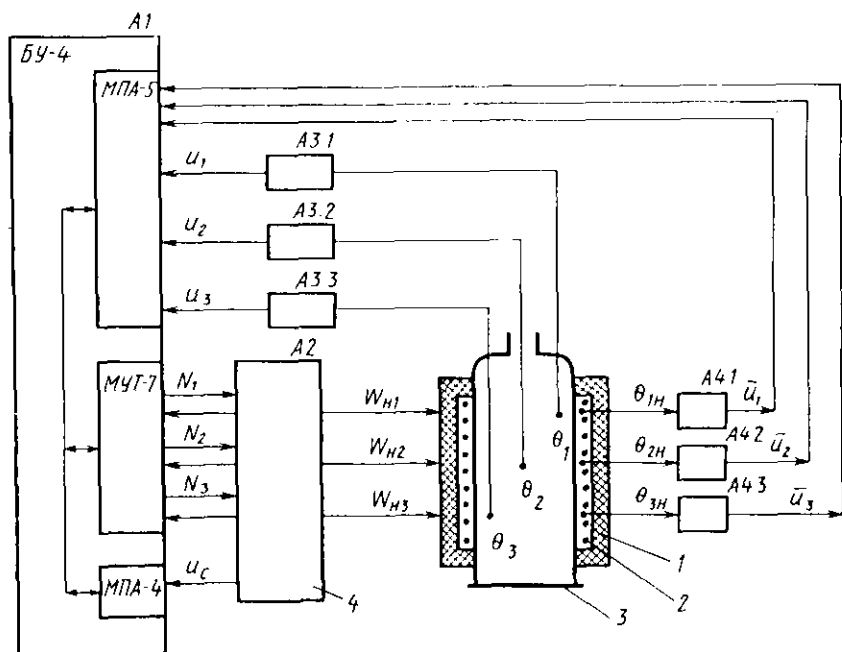


Рис. 6.14. Упрощенная функциональная схема системы управления температурой диффузионной электропечи:

1 — нагревательная камера; 2 — нагреватель; 3 — реактор; 4 — плата усиления

Управление мощностью, подаваемой в секции нагревателя, производится с помощью модуля управления тиристорами МУТ-7 и платы усиления, как описано в § 4.4. Для этого на плату с МУТ-7 подаются импульсы N_1 , N_2 , N_3 включения тиристоров, а в обратном направлении — импульсы синхронизации с сетью. Кроме того, с платы управления на модуль МПА-4 подается постоянное напряжение U_c , используемое для стабилизации мощности в нагрузке при колебаниях напряжения сети.

Работа системы происходит аналогично. Нижний контур управляет температурой в трех точках нагревателя по заданию, посту-

пающему с верхнего уровня управления, который исходя из действительных и заданных значений температуры $\theta_{1з}$, $\theta_{2з}$, $\theta_{3з}$, в трех точках тепловой рабочей зоны устанавливает такие задающие воздействия $\theta_{н1з}$, $\theta_{н2з}$, $\theta_{н3з}$, при которых температура в трех точках тепловой рабочей зоны совпадает с заданной. При этом ошибки регулирования верхнего контура управления определяются в соответствии с выражениями (6.28), а задающие воздействия на нижний контур управления — в соответствии с выражениями (6.23) — (6.25). Линеаризация выходного воздействия по выражению (6.26) не выполняется, так как температуры внутри реактора в соответствующих точках нагревателя связаны линейно. Ошибки нижнего контура управления вычисляются по выражениям

$$\left. \begin{aligned} \Delta\theta_{н1} &= \theta_{н1} - \theta_{н2} - (\theta_{н1з} - \theta_{н2з}), & \Delta\theta_{н3} &= \theta_{н2} - \theta_{н2з}, \\ \Delta\theta_{н2} &= \theta_{н3} - \theta_{н2} - (\theta_{н3з} - \theta_{н2з}), \end{aligned} \right\} \quad (6.29)$$

а управляющие воздействия на объект управления — в соответствии с выражениями (6.23) — (6.25).

Нелинейное преобразование (6.26) производится при линеаризации амплитудной характеристики (код — мощность) модуля МУТ-7. Программное обеспечение установки «Оксид» позволяет организовать и независимое управление температурой крайних секций нагревателя (т. е. без учета температуры в центральной точке). В этом случае ошибки регулирования крайних секций нагревательной камеры в выражениях (6.28), (6.29) будут вычисляться так же, как и для центральной.

Контрольные вопросы

1. Какие требования предъявляются в специальном технологическом оборудовании микроэлектроники к системам управления температурой?
2. Дайте классификацию алгоритмов управления по конфигурации системы управления.
3. Каковы достоинства алгоритма комбинированного управления?
4. Нарисуйте функциональную схему комбинированного управления с каналом прямого управления по задающему воздействию.
5. Выполняются ли условия физической реализуемости для системы прямого управления с абсолютной инвариантностью относительно задающего воздействия?
6. При настройке канала прямого управления системы комбинированного управления температурой были получены следующие пары температуры объекта и управляющего воздействия соответственно: $100^\circ\text{C} - 1 \text{ В}$; $200^\circ\text{C} - 2 \text{ В}$; $300^\circ\text{C} - 3.2 \text{ В}$. Рассчитайте величину управляющего воздействия для температуры 150 и 250°C .
7. Покажите характер изменения во времени управляющего воздействия оптимальной по быстродействию системы с ограниченной мощностью для объекта, описываемого линейным дифференциальным уравнением 3-го порядка.
8. Нарисуйте и поясните временными диаграммами функциональную схему квазиоптимальной по быстродействию системы комбинированного управления температурой.
9. Нарисуйте эквивалентную схему передаточной функции трехсекционной нагревательной камеры (см. рис. 6.1) диффузионной электродечи.
10. Градуировочная характеристика измерительного преобразователя температуры описывается равными отрезками $\Delta N = 100$ с приращениями $\Delta\theta_0 = 20^\circ\text{C}$, $\Delta\theta_1 = 30^\circ\text{C}$, $\Delta\theta_2 = 40^\circ\text{C}$. Рассчитайте значения температуры для кодов АЦП $N = 50, 125$ и 175 .
11. После настройки канала прямого управления и выбора коэффициента передачи пропорционального звена в системе комбинированного управления (см. рис. 6.6) получили значение статической

ошибки регулирования $e_{ст}=5^{\circ}\text{C}$. Какой при этом необходимо выбрать зону Δ включения интегрирующего звена? 12. Нарисуйте и поясните функциональную схему системы управления температурой установки «Изотрон-3». 13. Нарисуйте и поясните функциональную схему системы управления температурой установки «Изотрон-4». 14. Нарисуйте и поясните функциональную схему системы управления температурой установки «Оксид».

ГЛАВА 7

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОТОКАМИ ПАРОГАЗОВЫХ СМЕСЕЙ

§ 7.1. Методы измерения расхода потоков ПГС

Важное место в автоматизации технологического оборудования микроэлектроники, особенно физико-термического оборудования (ФТО), занимает управление потоками газов и парогазовых смесей (ПГС). В микроэлектронике для определения расходов ПГС в основном используется два метода: метод постоянного перепада давления и тепловой.

Расходомеры, основанные на первом методе измерения расхода, называются *ротаметрами*. Основным их недостатком является невозможность автоматического съема показаний, а следовательно, и невозможность их использования в системах автоматического управления на основе вычислительной техники. Кроме того, показания ротаметров зависят от изменения атмосферного давления и температуры и слабо устойчивы к механическим воздействиям. В связи с этим в современном ФТО используются измерители расходов, основанные на втором методе измерения — тепловом.

По принципу действия тепловые расходомеры, в свою очередь, обычно классифицируют на три группы: расходомеры с электрическим нагревом, с индукционным нагревом и с нагревом жидким теплоносителем. Однако в микроэлектронике наибольшее распространение получили относящиеся к первой группе калориметрические и термоанемометрические расходомеры, которые позволяют использовать их в САУ и обладают относительно высокими метрологическими характеристиками.

Калориметрический способ измерения расхода основан на измерении разности температур двух термоприемников (терморезисторов), расположенных до и после нагревателя (Н) по направлению потока ПГС (рис. 7.1). Первичный преобразователь такого расходомера представляет собой тонкую трубку ($\varnothing 1\text{—}3\text{ мм}$) из устойчивого к воздействию агрессивных сред материала (например, никеля или нержавеющей стали), на которую намотан проволочный нагреватель, а по обе стороны от него намотаны два терморезистора ТР1 и ТР2 (обычно из никеля). Такая конструкция обеспечивает отсутствие непосредственных контактов нагревателя и терморезисторов с измеряемым потоком, поэтому кало-

риметрические расходомеры можно использовать и для агрессивных газов и ПГС, что очень важно в технологии микроэлектроники.

Все серийно выпускаемые и применяемые в микроэлектронике расходомеры используют калориметрический метод измерения расхода потока ПГС. Принцип работы термоанемометрических расходомеров основан на использовании зависимости между количеством теплоты, теряемой непрерывно нагреваемым или же предварительно нагретым телом, и скоростью потока, в котором это тело находится. В качестве чувствительных элементов термоанемометров используются проволоочные и пленочные металлические, а также полупроводниковые терморезисторы.

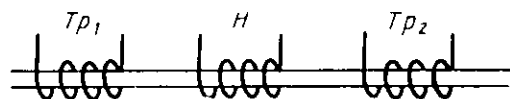


Рис. 7.1. Схема калориметрического расходомера

Термоанемометры обладают на порядок более высокими динамическими характеристиками, к недостаткам их относится сильная зависимость показаний от теплофизических параметров ПГС, а также от температуры окружающей среды, что вызывает необходимость разработки специальных схем термокомпенсации.

§ 7.2. САУ потоками ПГС

В системах автоматического управления потоками ПГС используются не просто измерители расхода (расходомеры), а регуляторы расхода газа, включающие в себя не только расходомеры, но и исполнительные механизмы (ИМ) для поддержания заданного расхода независимо от изменения внешних воздействий.

Использование прецизионных автоматических регуляторов расхода газа позволило создать автоматизированное технологическое оборудование для производства БИС и СБИС, которое обеспечивает требуемую точность и воспроизводимость оборудования. Высокочувствительные регуляторы расхода позволяют не только стабилизировать основные технологические процессы, но и управлять сложными переходными процессами в реакторах технологических установок.

Рассмотрим наиболее характерные схемы САУ потоками ПГС. На рис. 7.2 представлена функциональная схема регулятора расхода газа одного газового канала. Расход задается электрическим сигналом, который изменяется в соответствии с программой технологического процесса, заложенной в управляющую ЭВМ. Регу-

лятор представляет собой систему автоматического регулирования расхода газа, имеющую нормированный аналоговый выходной сигнал 0—10 В, пропорциональный расходу газа.

Регулируемый газовый поток поступает на вход регулятора и в системе деления газа разделяется на два потока, один из которых проходит через первичный преобразователь, а другой — через байпас, представляющий собой пакет из трубочек. Коэффициент

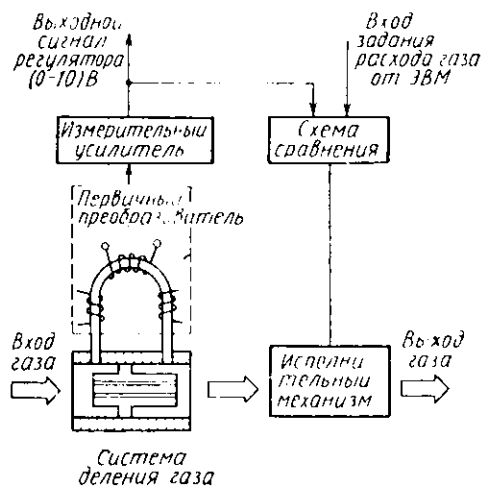


Рис. 7.2. Функциональная схема регулятора расхода газа

деления газового потока системы деления газа определяется отношением динамических сопротивлений преобразователя и байпаса и выбирается таким образом, чтобы максимальный расход газа, проходящего через первичный преобразователь, составлял 1,8 л/ч для большинства серийно выпускаемых регуляторов. В регуляторах для малых расходов газа (например, РРГ-8) байпас отсутствует и весь газ проходит через первичный преобразователь, что позволяет получить лучшую линейность выходного сигнала. В регуляторах для сохранения теплового режима калориметрических расходомеров во всем диапазоне расхода газа обеспечивается ламинарное течение потоков через преобразователь и байпас. Сигнал с преобразователя усиливается измерительным усилителем, содержащим схему термокомпенсации выходного сигнала, мостовую схему измерения расхода, куда включаются терморезисторы преобразователя, и генератор тока. Так как выходной сигнал преобразователя нелинейно зависит от измеряемого расхода, измерительный усилитель содержит дополнительную схему, осуществляющую линеаризацию выходного сигнала регулятора изменением напряжения питания нагревателя в зависимости от значения выходного напряжения измерительного усилителя. Термокомпенсация температурного изменения номиналов терморезисторов осуществляется выравниванием входных токов усилителя посредством добавочного сопротивления.

Таким образом, выходной сигнал регуляторов расхода газа линейно зависит от измеряемого расхода, нормирован и инвариантен к изменению температуры окружающей среды в пределах 10—40°C — температурного диапазона работы таких приборов (ГОСТ 12997—84).

Выходной сигнал регулятора, поступающий от усилителя, сравнивается в схеме сравнения с напряжением задания расхода газа. Конфигурация схемы сравнения определяется типом исполнительного механизма. В регуляторах обычно используются исполнительные механизмы двух типов: электромеханического типа и дилатометрического типа.

Сигнал со схемы управления управляет работой исполнительного механизма, устанавливая в нем такое сечение газового потока, которое соответствует заданному расходу газа.

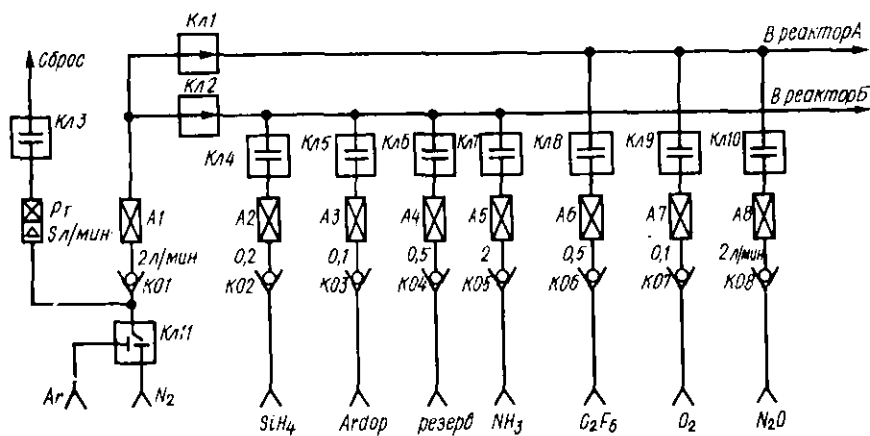


Рис. 7.3. САУ потоками ПГС в установках РС-Д:

Кл1—Кл11 — электромагнитные клапаны (Кл1 и Кл2 — нормально открытые, Кл3—Кл10 — нормально закрытые, Кл11 — трехходовой клапан); А1—А8 — регуляторы расхода газа; КО1—КО8 — обратные клапаны; РТ — ротаметр

В технологических установках обычно имеется несколько газовых каналов. Так, фирма «Semy Engineering» (Франция) выпускает установки, оснащенные САУ потоками ПГС, показанной на рис. 7.3.

Регулятор расхода газа А1, работающий на азоте (аргоне), служит для предварительной продувки реактора. Регуляторы А2-А8 предназначены для дозированной подачи реагентов в реактор при получении структур с определенными свойствами (так, например, регуляторы расхода газа А2 и А5 при совместной работе обеспечивают получение пассивирующих пленок нитрида кремния SiN_4). Для дискретного управления подачей ПГС в реактор в САУ использованы электромагнитные клапаны Кл1—Кл11, управляемые совместно с регуляторами расхода газа А1—А8 от ЭВМ. В целях безопасности в САУ также использованы обратные клапаны КО1—КО8 для предотвращения противотечения ПГС в подающих трубопроводах.

Во многих физико-химических процессах технологии СБИС используются агрессивные реагенты, концентрация которых в зоне реактора существенно влияет на качество продукции. Например, в хлоридных процессах газовой эпитаксии реагент (в данном случае — тетрахлорид кремния SiCl_4) дозируется путем пропускания определенного расхода газа-носителя (водорода) через термостатируемый испаритель (рис. 7.4). При этом газ-носитель, управление расходом которого осуществляется с помощью регулятора расхода газа (РРГ), поступает в испаритель (И), где происходит насыщение его парами реагента (Р), а полученная газовая смесь поступает в реактор. Испаритель (И) помещается в термостат (Т). Так как на концентрацию реагента в смеси оказывают влияние не только расход газа-носителя и температура в испарителе, но также давление и уровень жидкости в нем, то такая система регулирования обладает неудовлетворительными точ-

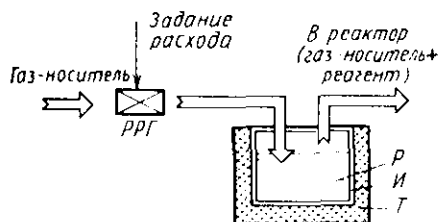


Рис. 7.4. Система дозирования расхода реагентов:

РРГ — регулятор расхода газа; И — испаритель; Р — реагент; Т — термостат

ностями характеристиками — погрешность регулирования расхода реагента, т. е. его концентрации в реакторе, составляет 10—15%. Большую погрешность регулирования можно объяснить и отсутствием сигнала обратной связи, несущего информацию о концентрации реагента в смеси непосредственно перед реактором. Значительный объем испарителя (в современных высокопроизводительных установках ФТО обычно 10—20 л) объясняет невысокие динамические характеристики такой системы регулирования — постоянная времени составляет несколько десятков минут. Указанные факторы не позволяют обеспечить хорошую воспроизводимость технологического процесса и получить p - n -переходы с резкими профилями концентрации.

Требования технологии СБИС, а также растущая степень автоматизации технологического оборудования определяют необходимость осуществления автоматического прецизионного регулирования подачи реагента в реактор. Данным требованиям отвечает система автоматического регулирования, изображенная на рис. 7.5. В такой системе обеспечивается измерение и регулирование не только расхода газа-носителя, но и относительной концентрации реагента в газовой смеси непосредственно перед реактором технологической установки.

Работает система следующим образом. Газ-носитель со входа поступает в чувствительный элемент датчика расхода, реализующего калориметрический способ измерения. Чувствительный элемент датчика расхода представляет собой капилляр диаметром

1 мм, снаружи которого расположены два терморезисторных чувствительных элемента и нагреватель, причем терморезисторы образуют два плеча мостовой схемы, работающей в режиме с постоянным током питания. При отсутствии потока газа-носителя оба терморезистора нагреты до одинаковой температуры, имеют одинаковое сопротивление и поэтому мост сбалансирован и выходной сигнал его равен нулю. Появление газа-носителя приводит к тому, что первый по ходу газа терморезистор охлаждается, а вто-

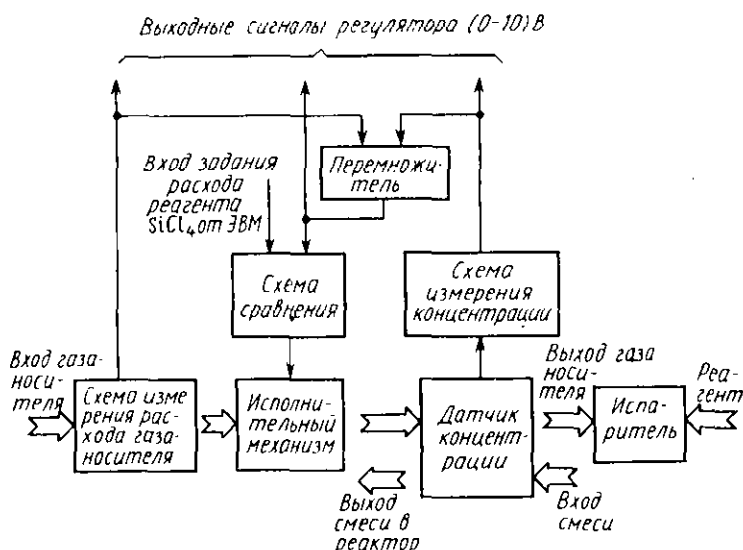


Рис. 7.5. Функциональная схема регулятора концентрации жидких реагентов

рой нагревается, вызывая таким образом разбаланс мостовой схемы и появление в ее измерительной диагонали сигнала, пропорционального расходу газа-носителя $Q_{гн}$. Данный сигнал усиливается, в результате чего на выходе схемы измерения расхода газа-носителя устанавливается напряжение $U_{гн}$, прямо пропорциональное $Q_{гн}$:

$$U_{гн} = k_1 Q_{гн},$$

где k_1 — нормирующий коэффициент пропорциональности, зависящий от максимальной величины расхода газа-носителя и требуемого значения выходного напряжения расходомера.

Далее газ-носитель проходит через исполнительный механизм (ИМ) дилатометрического типа, который путем изменения проходного сечения газового канала регулирует расход газа-носителя. Работа ИМ управляется от схемы сравнения.

После прохождения ИМ газовый поток через датчик концентрации поступает в испаритель с реагентом. В испарителе газ-носитель насыщается парами реагента и полученная ПГС вновь поступает в датчик концентрации, где измеряется концентрация смеси, а затем уже идет в реактор.

В случае неравенства теплофизических характеристик газа-носителя и ПГС (т. е. при появлении реагента) измерительный мост с чувствительными элементами концентрации разбалансируется и на выходе схемы измерения концентрации появляется сигнал $U_{отн}$, пропорциональный относительной концентрации C реагента к газу-носителю, т. е.

$$U_{отн} = k_2 \frac{Q_p}{Q_{гн}} = k_2 C,$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности.

Напряжения $U_{гн}$ и $U_{отн}$ с выходов расходомера и измерителя концентрации поступают на вход перемножителя, реализованного на базе аналогового умножителя 525-й серии. При этом на выходе перемножителя устанавливается напряжение

$$U_p = k_3 U_{гн} U_{отн} = k_1 k_2 k_3 Q_p,$$

прямо пропорциональное расходу реагента Q_p в магистрали, т. е. его концентрации в реакторе (k_3 — коэффициент преобразования перемножителя). Напряжение U_p и служит мерой выходной величины регулятора концентрации.

С выхода перемножителя напряжение U_p поступает на схему сравнения, где происходит его компарирование с поступающим извне (например, от ЭВМ) напряжением задания. Сигнал рассогласования, пропорциональный разнице между заданным U_z и действительным значением напряжения U_p , управляет работой ИМ. ИМ регулирует расход газа-носителя до тех пор, пока разница между напряжением задания и сигналом с выхода перемножителя не станет равной нулю.

Наличие в описанной системе автоматического измерителя концентрации реагента позволяет поддерживать расход реагента инвариантным к изменению внешних условий в испарителе, а значит, отпадает надобность в громоздких системах термостатирования, обладающих, как уже указывалось, неудовлетворительными динамическими характеристиками.

Рассмотрим динамику САУ потоками ПГС на примере схемы, изображенной на рис. 7.6, которая в линейном приближении может быть описана с помощью типовых звеньев.

Передаточная функция объекта управления с тепловым исполнительным механизмом будет

$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1},$$

где k_o и T_o — соответственно коэффициент передачи и постоянная времени объекта управления.

Передающая функция датчика расхода газа с промежуточным преобразователем

$$W_{xp}(p) = \frac{k_{др}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

где $k_{др}$ — коэффициент передачи датчика расхода с промежуточным преобразователем; T_1 и T_2 — постоянные времени датчика расхода и промежуточного преобразователя.

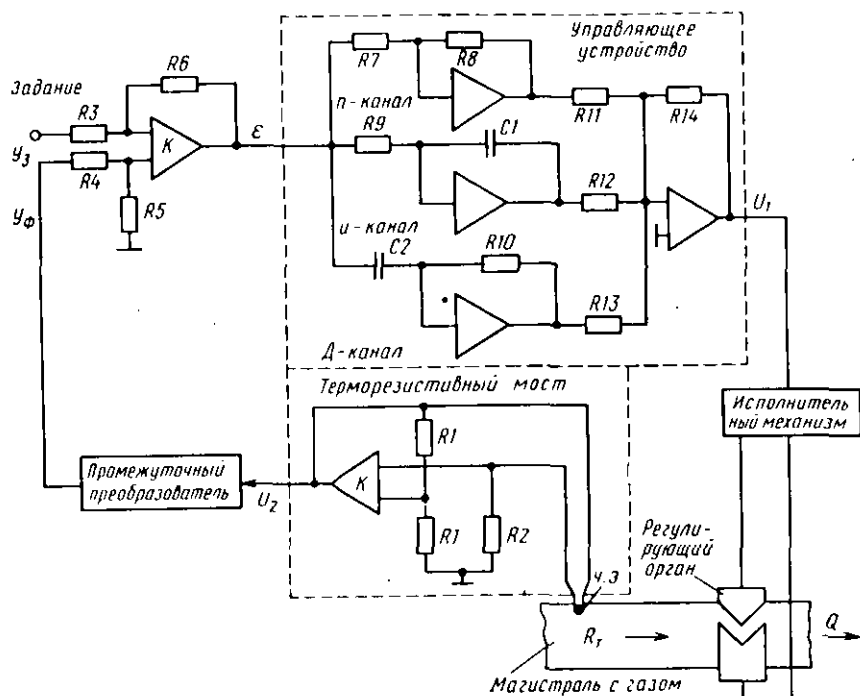


Рис. 7.6. Функциональная схема САУ расходом газа

Передающая функция управляющего устройства (схемы сравнения) в случае использования линейных законов управления примет вид:

для пропорционального (П) закона

$$W_n = k_n;$$

для пропорционально-интегрального (ПИ) закона

$$W_{ni} = k_n \left(1 + \frac{1}{T_{ni} p} \right);$$

для пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД)

$$W_{\text{пид}} = k_{\text{п}} \left(1 + \frac{1}{T_{\text{ип}}} + T_{\text{д}} p \right),$$

где $k_{\text{п}}$ — коэффициент пропорционального усиления УУ; $T_{\text{п}}$ — постоянная времени интегрирования УУ; $T_{\text{д}}$ — постоянная времени дифференцирования УУ.

Тогда структурная схема рассматриваемой САУ расходом ПГС с ПИД-законом управления будет иметь вид, показанный на рис. 7.7. Передаточная функция разомкнутой САУ

$$W_p(p) = \frac{k_{\text{п}} \left(1 + T_{\text{д}} p + \frac{1}{T_{\text{ип}}} \right)}{(1 + T_0 p)(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}.$$

Динамику такой системы определяют параметры неизменной части схемы, а именно: T_0 — постоянная времени объекта управления, определяемая типом исполнительного механизма (для

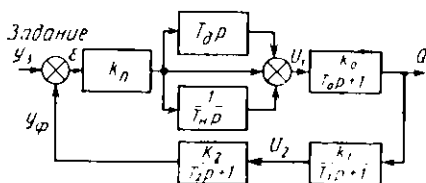


Рис. 7.7. Структурная схема САУ расходом газа с ПИД-законом управления

для dilatометрического ИМ $T_0 = 7 \div 20$ с), T_1 — постоянная времени автобалансного терморезистивного моста (в перспективных разработках $T_1 = 0,05 \div 0,1$ с), T_2 — постоянная времени промежуточного преобразователя (в перспективных разработках $T_2 =$

$= 0,015 \div 0,2$ с).

Как показал анализ, при П-закоме регулирования по рассматриваемой схеме удовлетворительные показатели качества можно получить при $k_{\text{п}} \geq 100$ (статическая ошибка $\epsilon \leq 1\%$, время регулирования $t_p = 2 \div 3$ с, перерегулирование $\sigma = 10 \div 30\%$). При этом предельный коэффициент усиления не должен превышать 1500, так как при больших коэффициентах усиления нелинейности увеличивают длительность переходных процессов.

§ 7.3. Аппаратные средства систем управления ПГС

Калориметрические расходомеры. Принцип действия калориметрических измерителей расхода газа основан на измерении тепловой мощности, переносимой потоком газа от электронагревателя к теплочувствительному элементу.

В неконтактных калориметрических расходомерах связь между измеряемой величиной и расходом газа выражается зависимостью

$$\Delta P_{\text{ж}} = Q_{\text{в}} \rho C_p \Delta \theta_{\text{ж}},$$

где ΔP_n — часть электрической мощности нагревателя, эквивалентной тепловой мощности, переносимой потоком газа от нагревателя к теплочувствительному элементу; Q_v , ρ , C_p — объемный расход, плотность и удельная теплоемкость при постоянном давлении измеряемого газа; $\Delta\theta_n = \theta_n - \theta_r$ — температура подогрева потока газа после нагревателя; θ_n — температура нагревателя; θ_r — температура газового потока.

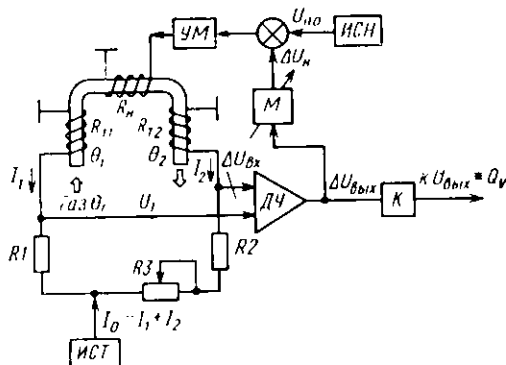


Рис. 7.8. Структурная схема калориметрического датчика расхода газа

Если путем изменения электрической мощности нагревателя поддерживать постоянную температуру подогрева потока газа $\Delta\theta_n$, т. е. температуру внутри измерительной трубочки на участке, где находится обмотка нагревателя (см. рис. 7.1), то приращение электрической мощности нагревателя или напряжение, пропорциональное приращению этой мощности, которое удобно измерять, будут однозначно определять расход газа.

Структурная схема датчика расхода газа (ДРП) приведена на рис. 7.8. Терморезистивные преобразователи R_{T1} и R_{T2} включаются в смежные плечи моста, в два других плеча моста включены постоянные резисторы $R1$, $R2$ и подстроечный резистор $R3$. Обычно используется равновесный мост, т. е. $R_{T1} = R_{T2} = R_{T0}$ (при отсутствии расхода) и $R1 = R2 + R3 = R$. Измерительная диагональ моста подключена ко входам дифференциального усилителя (ДУ) разбаланса моста. Мост запитывается от источника стабильного тока (ИСТ). Сила тока выбирается такой, чтобы токи $I_1 = I_2$, протекающие через терморезистивные преобразователи R_{T1} и R_{T2} , практически не вызывали их разогрева, но в то же время были максимальными, так как они определяют величину разбаланса моста. Обмотка нагревателя подключена к выходу усилителя мощности (УМ), на суммирующие входы которого подаются постоянное напряжение $U_{но}$ от источника стабилизированного напряжения (ИСН) и напряжение ΔU_n с регулируемого масштабного блока

(М), на вход которого поступает выходное напряжение ДУ. Выходное напряжение ДРГ, пропорциональное измеряемому расходу газа, формируется из выходного напряжения ДУ масштабным блоком К. При нулевом расходе газа выходное напряжение ДУ равно нулю и на нагреватель поступает напряжение $U_{н0}$, при этом электрическая мощность, выделяющаяся на сопротивлении нагревателя R_n , равна

$$P_{н0} = \frac{U_{н0}^2}{R_n} = I_{н0} U_{н0}.$$

Значение этой мощности выбирается таким, чтобы температура внутренней стенки измерительной трубочки внутри нагревателя всегда была равна θ_n . Измерительную трубочку с нагревателем и терморезисторами тщательно теплоизолируют от окружающей среды и корпуса датчика расхода, благодаря этому средняя температура терморезисторов (при $Q_v=0$) $\theta_{т10}=\theta_{т20}$ и близка к температуре θ_r , но больше ее из-за потока теплоты, поступающей по трубке от нагревателя к периферийным концам.

При расходе, не равном нулю, $R_{т1}$ охлаждается проходящим внутри него потоком газа, температура его уменьшается на величину $\Delta\theta_1$, далее поток газа, проходя через нагреватель, подогревается на величину, близкую $\Delta\theta_n$ (но меньше ее за счет охлаждения нагревателя), и потом, проходя через $R_{т2}$, нагревает его, увеличивая его температуру на величину $\Delta\theta_2$. Изменение сопротивления терморезисторов нарушает баланс моста, на входах ДУ появляется напряжение разбаланса, равное $U_2-U_1=\Delta U_{вх}$. Это напряжение, усиленное ДУ, через масштабный блок (М) поступает на суммирующий вход УМ, тем самым увеличивая мощность нагревателя, компенсируя унесенную потоком газа часть тепловой мощности. При этом мощность, выделяемая на сопротивлении нагревателя,

$$P_n = \frac{(U_{н0} + \Delta U_n)^2}{R_n} = P_{н0} + \Delta P_n,$$

откуда получаем приращение мощности нагревателя:

$$\Delta P_n = 2 \frac{U_{н0} \Delta U_n}{R_n} + \frac{\Delta U_n^2}{R_n} = 2 I_{н0} \Delta U_n + \frac{\Delta U_n^2}{R_n}, \quad (7.1)$$

где $\Delta U_n = M \Delta U_{вх} = M k_0 \Delta U_{вх}$; k_0 — коэффициент передачи дифференциального усилителя; M — коэффициент передачи масштабного блока; $\Delta U_{вх} = I_2 R_{т0} \beta \Delta \theta_2 + I_1 R_{т0} \beta \Delta \theta_1$; β — температурный коэффициент сопротивления терморезисторов.

Масштабный коэффициент M выбирается таким, чтобы при максимальном расходе газа через измерительную трубочку ($Q_{\max} = 1,8$ л/ч) выполнялось условие

$$(\Delta U)_{\max} = M (\Delta U_{вх})_{\max}, \quad (7.2)$$

где значение $(\Delta U)_{\max}$, однозначно связанное, согласно (7.1), с $\Delta P_{\text{н max}}$, определяется из основополагающей зависимости $\Delta P_{\text{н max}} = f(Q_{\max})$.

Оценим максимальную нелинейность преобразователя, при этом будем считать, что нагреватель через теплоизоляцию тепловых потерь не имеет и вся его мощность идет на нагрев измерительной трубочки.

Тогда

$$(\Delta U_{\text{н}})_{\max} = \sqrt{(P_{\text{н0}} + \Delta P_{\text{н max}}) R_{\text{н}}} - U_{\text{н0}}.$$

Введя обозначение

$$k_{\text{н}} = \sqrt{\frac{P_{\text{н0}} + \Delta P_{\text{н}}}{P_{\text{н0}}}} - 1, \quad (7.3)$$

получим $\Delta U_{\text{н}} = k_{\text{н}} U_{\text{н0}}$.

С учетом (7.2) и (7.3) равенство (7.1) можно записать как

$$\Delta P_{\text{н max}} = 2I_{\text{н0}} k_{\text{н max}} U_{\text{н0}} + \frac{(k_{\text{н max}} U_{\text{н0}})^2}{R_{\text{н}}} = I_{\text{н0}} k_{P \text{ max}} U_{\text{н0}},$$

где $k_{P \text{ max}} = \Delta P_{\text{max}} / P_{\text{н0}}$.

Отсюда получаем

$$k_{\text{н max}} = M k_{P \text{ max}} \quad \text{или} \quad M = \frac{P_{\text{н0}} \left(\sqrt{\frac{P_{\text{н max}}}{P_{\text{н0}}}} - 1 \right)}{\Delta P_{\text{н max}}}.$$

С учетом того, что в двух точках при $Q_{\text{в}} = 0$ и $Q_{\text{в}} = Q_{\text{в max}}$ нелинейность равна нулю, очевидно, что максимальная нелинейность будет в средней точке при расходе $Q_{\text{в}} = Q_{\text{в max}}/2 = 0,9$ л/ч. Из опыта следует, что обычно при максимальном расходе $\Delta P_{\text{н max}} \approx 0,1 P_{\text{н0}}$, тогда для средней точки приращение мощности нагревателя составит $\Delta P_{\text{н1}} = \Delta P_{\text{н max}}/2 = 0,05 P_{\text{н0}}$.

При этом выходной сигнал ДРГ был бы точно пропорционален расходу газа, если бы коэффициент масштабного блока M был переменным и равен

$$M_1 = \frac{k_{\text{н1}}}{k_{P1}} = \frac{P_{\text{н0}} \left(\sqrt{\frac{P_{\text{н1}}}{P_{\text{н0}}}} - 1 \right)}{\Delta P_{\text{н1}}}.$$

Но в нашем случае коэффициент M выбран зафиксированным, поэтому возникает погрешность от нелинейности $\delta_{\text{нел}}$:

$$\delta_{\text{нел}} = \frac{M - M_1}{M_1}.$$

После соответствующих вычислений для средней точки получим величину максимальной погрешности от нелинейности $\delta_{\text{нел max}} = 1,2\%$.

В реальных преобразователях типа ДРГ погрешность от нелинейности составляет 2%. Это объясняется тем, что значительная часть мощности нагревателя рассеивается через теплоизоляцию.

На заводе-изготовителе регуляторы типа РРГ настраиваются на азоте, поэтому измеряемый и регулируемый расход в характеристиках на приборы приводится для азота. Чтобы измерять другие газы, нужно показания прибора умножать на коэффициент k , вычисленный по формуле

$$k = \frac{0,3098}{\rho_r C_{pr}} N,$$

где ρ_r — плотность газа, кг/м³; C_{pr} — удельная теплоемкость газа при постоянном давлении, ккал/(кг·°С); N — коэффициент пропорциональности, равный:

1,030 — для одноатомных газов; 0,941 — для трехатомных газов;
1,000 — » двухатомных » ; 0,880 — для четырех- и более атомных газов.

Таблица 7.1. Технические характеристики регуляторов расхода газов

Характеристики	Тип регулятора			
	РРГ-3	РРГ-6	РРГ-7	РРГ-8
Верхний предел измерения расхода газа, л/ч . . .	3,6—720	3,6—540	900—36 000	0,36; 0,9
Нелинейность характеристики, %	2	2	2	0,5

Примечание. Для регуляторов всех указанных в таблице типов предел допускаемой основной погрешности измерения составляет 1,5% и температурная погрешность составляет <0,1%/град.

Технические характеристики серийно выпускаемых регуляторов на основе калориметрических расходомеров приведены в табл. 7.1.

Термоанемометрические расходомеры. Как указывалось в § 7.1, основной недостаток термоанемометрических расходомеров заключается в нелинейной зависимости их показаний от теплофизических параметров ПГС, а также рассеиваемой в потоке газа мощности от скорости потока газа. Этот недостаток пока не позволяет использовать отградуированный на один газ термоанемометр для измерения расхода другого газа простым пересчетом градуировочной кривой, как это делается в калориметрических расходомерах. Но в связи с необходимостью повышения быстродействия расходомеров и в виду того, что затраты на повышение быстродействия калориметрических расходомеров сильно возросли и стали сопоставимы с

затратами на линейризацию характеристик термоанемометров, в последнее время возрос интерес к использованию термоанемометров.

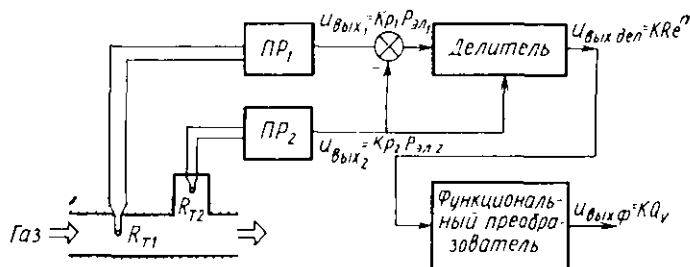


Рис. 7.9. Структурная схема термоанемометрического датчика расхода газа

На рис. 7.9 дана структурная схема термоанемометрического датчика расхода газа, в котором используется режим работы терморезисторного чувствительного элемента с постоянной температурой. Схема построена по обычной для термоанемометров компенсационной схеме, так как разогретый проходящим по нему электрическим током чувствительный элемент реагирует на изменения теплофизических свойств и скорости потока газа одновременно, поэтому один чувствительный элемент (R_{T1}) располагают непосредственно в потоке газа, а другой (R_{T2}) находится в аэродинамической тени, т. е. он не реагирует на изменения скорости потока газа. Оба терморезистора (ТР) подключены к идентичным преобразовательным схемам, которые из-за изменения электрического тока, протекающего через терморезисторы, поддерживают постоянным значение статического сопротивления терморезисторов, а значит, и постоянное значение среднеобъемной температуры ТР. Преобразователи $ПР_1$, $ПР_2$ могут быть построены по схемам с постоянной обратной связью (рис. 7.10) или с частотно-импульсной обратной связью (рис. 7.11), так как функциональное назначение преобразователей, построенных по обеим схемам, одинаковое. В дальнейшем будем называть их просто преобразователями $ПР_1$ и $ПР_2$, при этом будем иметь в виду, что электрическая мощность $P_{эл}$, подводимая к терморезисторам для схемы на рис. 7.10, равна $P_{эл} = I_T^2 R_T$, а для схемы на рис. 7.11 — $P_{эл} = I_0^2 R_T + 2I_0^2 t_{имп} F R_T$, где I_T — ток через терморезисторы в схеме (рис. 7.10); I_0 и $I_{имп}$ — токи через терморези-

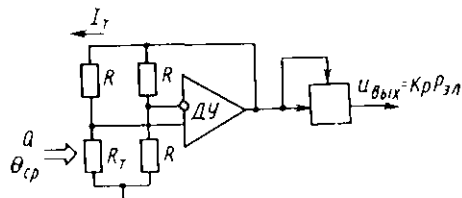


Рис. 7.10. Структурная схема термоанемометрического преобразователя расхода газа с постоянной обратной связью

сторы в схеме (рис. 7.11); t и F — соответственно длительность и частота импульсов в обратной связи для схемы на рис. 7.11.

Выходные сигналы преобразователей ΠP_1 и ΠP_2 пропорциональны электрической мощности, подводимой к R_{T1} и R_{T2} . Каждый чувствительный элемент в паре со своим преобразователем образует структуру преобразователя расхода газа ($\Pi PГ$) в электрический сигнал, пропорциональный мощности. Работа $\Pi PГ$ описывается следующей системой уравнений теплового баланса:

$$P_{эл1} = (H_{01} + \Delta H_0 + H_{TK1})(\theta_{r1} - \theta_r), \quad P_{эл2} = (H_{02} + H_{TK2})(\theta_{r2} - \theta_r), \quad (7.4)$$

где H_{01} , H_{02} — конвективный коэффициент рассеивания тепловой мощности при нулевом расходе газа, зависящий от теплофизических свойств газа; ΔH_0 — конвективный коэффициент рассеивания

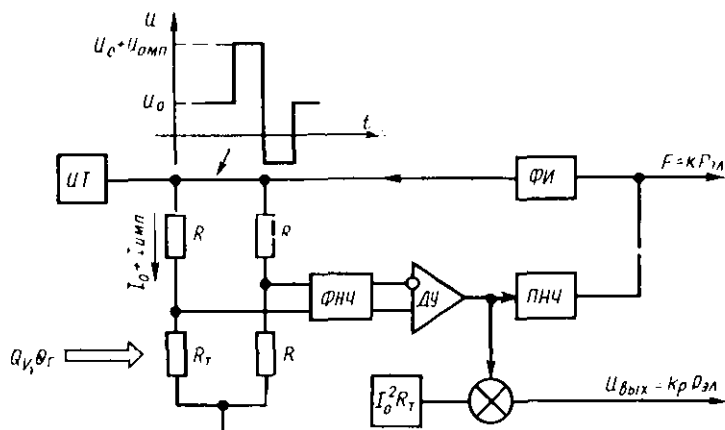


Рис. 7.11. Структурная схема термоанемометрического преобразователя расхода газа с частотно-импульсной обратной связью:

ИТ — источник постоянного тока; ФНЧ — фильтр низких частот; ПНЧ — преобразователь напряжения в частоту; ФИ — формирователь двуполярных импульсов

тепловой мощности, зависящий от изменения скорости потока газа и теплофизических свойств газа; H_{TK1} , H_{TK2} — коэффициент рассеивания тепловой мощности через арматуру крепления ТР; θ_{T1} , θ_{T2} , θ_r — среднеобъемная температура терморезисторов и температура газа; индексы 1 и 2 обозначают принадлежность параметров чувствительных элементов, соответственно R_{T1} и R_{T2} , а 0 означает, что величина соответствует нулевому расходу газа.

Чтобы компенсировать аддитивную погрешность, примем, что при нулевом расходе выполняется условие $R_{T1} = R_{T2}$ и $\theta_{T1} = \theta_{T2}$. Далее умножим первое уравнение системы (7.4) на масштабный коэффициент k_{P1} , а второе — на k_{P2} , которые выбираются из условия $k_{P1}P_{эл10} = k_{P2}P_{эл20}$. Теперь, вычтя из обеих частей первого уравне-

ния системы (7.4) второе, после несложных преобразований получим

$$k_{p1}\Delta P_{эл1} = k_{p1}\Delta H_0 \gamma, \quad (7.5)$$

где $\gamma = \theta_r - \theta_r$ при $\theta_r = \text{const}$.

Известно, что для тел малых размеров ($d < 2$ мм) конвективный коэффициент рассеивания при $Q_v = 0$ полностью определяется теплопроводностью газа:

$$H_0 = 0,5\pi d \lambda_r,$$

где d — диаметр тела терморезистора; λ_r — теплопроводность газа.

Приращение коэффициента рассеивания ΔH от скорости потока газа в общем виде определяется выражением

$$\Delta H = 0,5\pi d \lambda_r c \text{Re}^n,$$

где $\text{Re} = \frac{\rho d}{\eta} v$ — число Рейнольдса; ρ , η , v — плотность, динамическая вязкость и скорость потока газа соответственно; c — постоянный коэффициент, зависящий от свойств газа; n — показатель степени, зависящий от величины Re .

Тогда систему уравнений (7.4) с учетом (7.5) можно записать как

$$k_{p1}\Delta P_{эл1} = k_{p1}0,5\pi d \lambda_r c \text{Re}^n \gamma, \quad k_{p2}P_{эл2} = k_{p2}(H_{01} + H_{тк2}) \gamma. \quad (7.6)$$

Учитывая, что информация о скорости газового потока содержится в величине Re^n и что $H_{01} = H_{02}$ и $H_{тк1} = H_{тк2}$, для компенсации мультипликативной погрешности обе части первого уравнения системы (7.6) разделим на второе уравнение:

$$\frac{k_{p1}\Delta P_{эл1}}{k_{p2}P_{эл2}} = \frac{c \text{Re}^n}{1 + \frac{H_{тк1}}{H_{01}}}. \quad (7.7)$$

На выходе делителя (см. рис. 7.9) с учетом (7.7) получим напряжение, пропорциональное Re^n , т. е. нелинейно зависящее от расхода газа, поэтому необходим функциональный преобразователь в виде, например, аналогового или цифрового линейризатора. Зависимость $\Delta P_{эл} = f(Q_v)$ снимается экспериментально, а потом реализуется в функциональном преобразователе.

Оценим температурную погрешность ДРГ, при этом будем считать, что величина Re^n и коэффициент рассеивания H_0 не зависят от температуры окружающей среды (точнее, их температурными изменениями пренебрегаем), тогда для изменения θ_r на один градус получим

$$\begin{aligned} \delta_{\theta_r} &= \left\{ \frac{c \text{Re}^n}{1 + \frac{H_{тк1}}{H_0(1+A)}} - \frac{c \text{Re}^n}{1 + \frac{H_{тк1}}{H_0}} \right\} : \frac{c \text{Re}^n}{1 + \frac{H_{тк1}}{H_0}} = \\ &= \frac{\Delta H_{тк1}}{H_0(1+A) + H_{тк}} \approx \frac{\Delta H_{тк1}}{H_0 + H_{тк1}}, \end{aligned}$$

где $A = \Delta H / H_0$ — температурный коэффициент теплопроводности газа; $H_{TK1} = P_{TK} / v$; P_{TK} — тепловая мощность, рассеиваемая ТР через арматуру крепления.

Для проволочных, металлических и металлопленочных ТР мощность P_{TK} составляет $(0,01 \div 0,03) P_{эл 10}$, поэтому для этих ТР температурная погрешность практически равна нулю. Для полупроводниковых ТР мощность P_{TK} составляет 40—60% от полной мощности $P_{эл 10}$, тогда для значения $P_{TK} = 0,5 P_{эл 10}$ получим $\delta_{вг} = 0,5 A$.

Нами было сделано допущение, что $R_{T1} = R_{T2}$. Для проволочных и металлических ТР это условие легко выполняется настройкой параметров преобразователя, если мы знаем температурный коэффициент ТР и его сопротивление при какой-либо температуре, так как сопротивление ТР для заданной температуры рассчитывается по формуле

$$R_{T1} = R_0 [1 - A(\theta_T - \theta_{T0})],$$

исходя из этого значения затем подбирается соответствующее сопротивление резистора, включенного последовательно с R_T (рис. 7.10 и 7.11).

Для полупроводниковых ТР ввиду их нелинейности необходимо по паспортным данным на конкретный ТР рассчитать его температуру при заданной величине R_T и по этой температуре подобрать два полупроводниковых ТР, которые при заданных значениях $R_{T1} = R_{T2}$ будут иметь среднеобъемную температуру $\theta_{T1} \approx \theta_{T2}$. Температуры (в кельвинах) полупроводниковых ТР рассчитывают по формуле

$$\theta_T = \frac{293}{1 - \frac{293}{B} \ln \frac{R_{293}}{R_T}},$$

где B — константа полупроводникового ТР (из паспорта); R_{293} — сопротивление полупроводникового ТР при температуре 293 К (из паспорта).

В настоящее время создан термоанемометрический расходомер ЦИРГ-10, работающий по схеме рис. 7.9, где $ПР_1$ и $ПР_2$ работают по схеме рис. 7.11, и имеющий следующие технические характеристики:

Измеряемый расход, л/ч	10 ... 100
Приведенная погрешность, %	± 3
Время измерения, с, не более	2

Датчики концентрации реагентов. В микроэлектронике в датчиках концентрации реагентов используется кондуктометрический способ измерения концентрации. Принцип действия кондуктометрического датчика концентрации основан на том, что температура, а значит, и сопротивление терморезистора, нагреваемого электрическим током и имеющего большой температурный коэф-

фициент сопротивления, при отсутствии конвекции зависят в основном от теплопроводности среды вокруг терморезистора. Если при этом теплопроводность одного компонента ПГС отличается от теплопроводности других компонентов, то теплопроводность смеси будет определяться концентрацией этого компонента. В таком случае определение концентрации измеряемого компонента сводится к измерению сопротивления терморезистора.

Датчик концентрации представляет собой два пленочных терморезистора, расположенных в проточно-диффузионных ячейках.

Один терморезистор находится в канале чистого газа-носителя (см. рис. 7.5), например водорода, а другой — в газовой смеси (для рассмотренной САУ это смесь водорода и тетрахлорида кремния). Терморезисторы включены в мостовую измерительную схему, работающую от генератора тока, поэтому их сопротивление определяется теплопроводностью окружающей среды. При отсутствии тетрахлорида кремния (SiCl_4) в смеси мост сбалансирован. Изменение теплопроводности смеси, вызванное содержанием в ней SiCl_4 , приводит к изменению температуры одного из терморезисторов, так как в нормальных условиях теплопроводность водорода составляет $177 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/(м} \cdot \text{град)}$, а теплопроводность SiCl_4 — $6,9 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/(м} \cdot \text{град)}$; следовательно, добавка небольшого количества SiCl_4 оказывает существенное влияние на теплопроводность смеси водород-тетрахлорид кремния.

Типичная схема кондуктометрического измерителя концентрации в целом приведена на рис. 7.12. В измерителе в качестве чувствительных элементов, реагирующих на изменение теплопроводности, применены терморезисторы $R_{\text{ТС}}$ и $R_{\text{ТИ}}$, причем терморезистор сравнения $R_{\text{ТС}}$, расположенный в камере сравнения, находится в потоке газа-носителя, в то время как измерительный терморезистор $R_{\text{ТИ}}$, расположенный соответственно в измерительной камере, находится в потоке анализируемой смеси. Терморезисторы $R_{\text{ТС}}$ и $R_{\text{ТИ}}$ включены в плечи равновесного моста, два других плеча которого образуют постоянные сопротивления R_1 и R_2 . К измерительной диагонали моста подключен усилитель разбаланса. Измерительный мост вместе с усилителем образуют схему измерения концентрации (ИК).

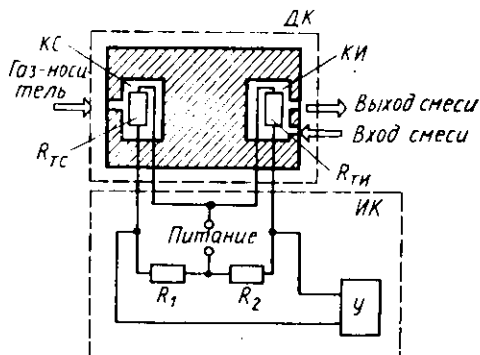


Рис. 7.12. Схема кондуктометрического измерителя концентрации:

ДК — датчик концентрации; КС — камера сравнения; КИ — измерительная камера; ИК — измерительная схема концентрации; У — усилитель разбаланса моста

Когда через измерительную камеру начинает протекать бинарная смесь, состоящая из газа-носителя и анализируемого компонента, обладающего иной теплопроводностью, чем газ-носитель, изменяются условия теплоотдачи измерительного терморезистора $R_{\text{ти}}$, в результате чего он изменяет свою температуру. Это вызывает изменение сопротивления терморезистора, что приводит к разбалансу моста. Появившаяся разность напряжений в измерительной диагонали моста усиливается и нормируется усилителем разбаланса (U).

Следует, однако, учитывать, что отвод теплоты от терморезистора обусловлен не только теплопроводностью окружающей его среды, но и рядом других факторов, а именно: во-первых, это теплоотдача самого терморезистора через токоподводящие элементы (концевые потери), во-вторых, свободная тепловая конвекция и, наконец, тепловое излучение. Для того чтобы выходной сигнал измерителя концентрации зависел только от теплопроводности газовой смеси, протекающей через датчик, влияние других составляющих теплоотдачи должно быть сведено к минимуму.

Потери теплоты на излучение при температуре порядка 200°C (практические температуры нагрева терморезисторов в кондуктометрических датчиках концентрации не превосходят это значения) незначительны и составляют не более 1% от общего количества теплоты, выделяемой терморезистором. Концевые потери также ничтожно малы, так как обычно линейные размеры терморезистора во много раз больше его толщин (или диаметра). Экспериментально установлено, что влияние свободной конвекции можно значительно снизить путем уменьшения диаметра канала камеры, вертикальным расположением терморезистора в камере, уменьшением непосредственного его обдува газовым потоком, а также (что наиболее эффективно) применением в качестве газа-носителя газов, имеющих большую теплопроводность, например водорода или гелия.

Таким образом, можно считать, что теплоотдача от терморезистора обусловлена только теплопроводностью газовой среды. При этом для металлического проволочного терморезистора кондуктометрического измерителя концентрации на основании закона Фурье можно записать

$$Q = \frac{2\pi l}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \lambda (\theta_r - \theta_c),$$

где Q — количество теплоты, выделяемой в единицу времени терморезистором; r_1 , r_2 — радиус камеры и радиус терморезистора соответственно; θ_r , θ_c — температуры терморезистора и стенки камеры; λ — теплопроводность газа при температуре $(\theta_r + \theta_c)/2$; l — длина терморезистора.

С другой стороны, к терморезистору, нагреваемому электрическим током, подводится количество теплоты

$$Q = I^2 R_T,$$

где I — сила тока через терморезистор сопротивлением R_T . Приравнявая оба выражения, получаем

$$\theta_T - \theta_c = \frac{\ln \frac{r_2}{r_1}}{2\pi l} \frac{I^2 R_T}{\lambda}.$$

Данная формула является основной для расчета зависимости изменения мощности, рассеиваемой на терморезисторе, от изменения теплопроводности газовой смеси.

Аналогичное выражение можно получить для металлического плоского терморезистора. Теплотери от терморезистора в этом случае определяются как

$$Q = \frac{2S}{d} \lambda (\theta_T - \theta_c),$$

где S — площадь поверхности терморезистора; d — расстояние от терморезистора до стенки камеры.

Окончательно получаем

$$\theta_T - \theta_c = \frac{d}{2S} \frac{I^2 R_T}{\lambda}.$$

Металлические терморезисторы, используемые в кондуктометрических датчиках концентрации, чаще всего изготавливают из платины, сплава платины с родием, вольфрама или никеля, так как материал чувствительного элемента должен обладать большим температурным коэффициентом сопротивления и быть химически стойким (антикоррозионным). Для увеличения чувствительности датчиков концентрации с металлическими нитями необходимо уменьшать диаметр и увеличивать длину нити, а в случае использования плоских терморезисторов их толщина должна быть значительно меньше линейных размеров терморезистора.

Существенное влияние на чувствительность и на быстродействие кондуктометрических измерителей концентрации оказывает конструкция измерительной камеры. По принципу подвода ПГС к чувствительным элементам измерительные камеры кондуктометрических датчиков концентрации разделяют на три типа: проточные, диффузионные и проточно-диффузионные. Датчики концентрации с проточными камерами (рис. 7.13, а) наиболее чувствительны к колебаниям расхода газа-носителя, однако они обладают и наименьшей среди других конструкций камер постоянной времени измерения (порядка единиц секунд).

В датчиках концентрации с диффузионными камерами (рис. 7.13, б) анализируемая ПГС к чувствительному элементу подводит-

ся путем диффузии. Постоянная времени таких устройств зависит от длины и диаметра диффузионного канала, а также от коэффициента диффузии газа при данной температуре и давлении в измерительной камере. Датчики концентрации с диффузионными камерами обладают наименьшей чувствительностью к расходу газа-носителя, имеют большую постоянную времени (не менее 20 с) и поэтому не находят широкого применения.

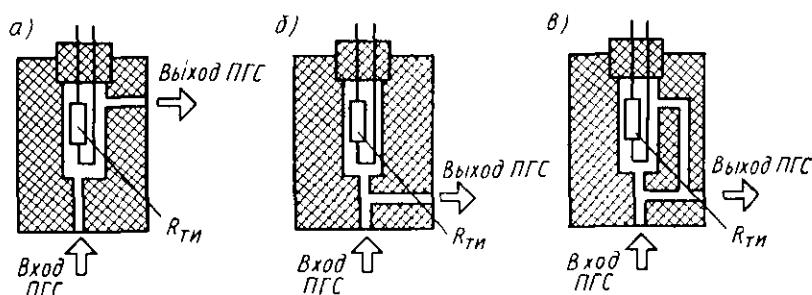


Рис. 7.13. Конструкции камер кондуктометрических датчиков концентрации:
а — проточная; б — диффузионная; в — проточно-диффузионная

Наиболее часто применяют кондуктометрические датчики концентрации с проточно-диффузионными камерами (рис. 7.13, в), которые имеют меньшую чувствительность к расходу газа-носителя по сравнению с датчиками на основе проточных камер, а также меньшую, чем датчики с диффузионными камерами, постоянную времени.

Измеритель концентрации с кондуктометрическим датчиком на основе проточно-диффузионной камеры использован в серийно выпускаемом регуляторе концентрации жидких реагентов РРР-1.

Технические характеристики регулятора РРР-1

Диапазон расхода SiCl_4 , л/мин	1—10
Максимальный расход водорода, протекающего через испаритель, л/ч	360
Основная погрешность регулирования, %	5
Быстродействие, с	60

Исполнительные механизмы. Как уже отмечалось, в серийно выпускаемых регуляторах расхода газов типа РРГ применяются исполнительные механизмы (ИМ) двух типов: электромеханические и dilatометрические.

Действие электромеханического исполнительного механизма основано на поступательном перемещении плунжера 1 во фторопластовой втулке 2 (рис. 7.14). Зазор между плунжером и втулкой определяет количество газа, проходящего через регулятор. В зависимости от диапазона регулирования расхода плунжер делают либо

коническим, либо цилиндрическим с клиновидной канавкой. Перемещение плунжера осуществляется от электродвигателя через редуктор и ходовой винт.

Для кольцевых газовых каналов (конический плунжер) при турбулентном характере течения потока пропускная способность

$$Q_V = \epsilon \alpha S \sqrt{\frac{2\Delta P}{\gamma}}, \quad (7.8)$$

где ϵ — конструктивный коэффициент, учитывающий потери на расширение среды; α — коэффициент расхода газа; S — площадь проходного сечения газового канала; ΔP — перепад входного давления; γ — удельный вес газа (ПГС).

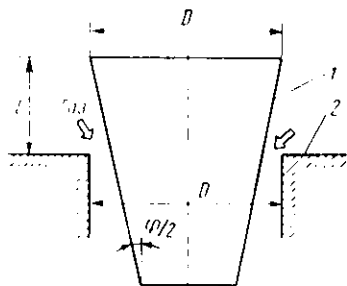


Рис. 7.14. Схема для расчета пропускной способности электромеханического ИМ:

1 — конический плунжер; 2 — часть цилиндрической фторопластовой втулки

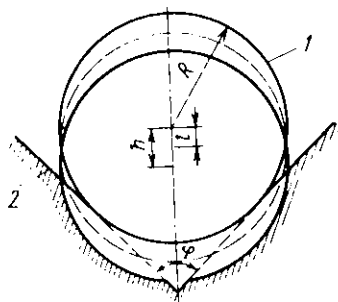


Рис. 7.15. Схема для расчета пропускной способности дилатометрического ИМ:

1 — шарик; 2 — седло

Как видно из (7.8), при заданном перепаде давления основной величиной, определяющей пропускную способность ИМ, является площадь сечения газового канала S .

Для конической поверхности

$$S = \pi l \sin \frac{\varphi}{2} \left(D - \frac{1}{2} l \sin \varphi \right), \quad (7.9)$$

где D — максимальный диаметр плунжера и втулки; l — высота плунжера над втулкой (рабочий ход плунжера); φ — угол конуса плунжера.

Уравнения (7.8) и (7.9) являются основными для определения пропускной способности электромеханических ИМ.

Пример. Рассчитать максимальную пропускную способность электромеханического ИМ для азота при следующих параметрах: $\Delta P = 0,4$ атм, $D = 4$ мм, $l_{\max} = 10$ мм, $\varphi = 4^\circ$. Для азота $\gamma = 1,25$ кг/м³, для газов можно принять $\epsilon \alpha = 0,6$. Для этого случая получаем $Q_{\max} = 0,61 \cdot 10^{-3}$ м³/с.

Таким образом, регулятор расхода газа с электромеханическим ИМ при данных конструктивных параметрах максимально пропустит $0,61 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{с}$ азота и может быть рекомендован для использования на линиях с максимальным расходом до $0,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{с}$ (1800 л/ч).

Исполнительный механизм дилатометрического типа представляет собой трубку из нержавеющей стали с приваренным на конце шариком, внутри трубки находится резистивный нагреватель. Газовый канал образуется между шариком 1 и сферической поверхностью седла 2 (рис. 7.15), образованной после продавливания в корпус на глубину h технологического шарика, имеющего такой же радиус R , что и шарик трубки. При нагревании удлиняется трубка и тем самым изменяется зазор между шариком и сферическим седлом, что приводит к изменению проходного сечения канала, а следовательно, к изменению расхода газа.

Как и в случае электромеханического ИМ, пропускная способность дилатометрического ИМ рассчитывается по формуле (7.8). При этом площадь проходного сечения газового канала S определяется по заданным параметрам R , h , $l_{\max}$ и φ .

Дилатометрический ИМ по сравнению с электромеханическим имеет ограниченный ход рабочего органа (шарика), определяемый главным образом длиной резистивного нагревателя, что затрудняет использование такого ИМ для регулирования больших расходов газов. Так, пропускная способность дилатометрического ИМ для водорода ($\gamma = 0,899 \text{ кг/м}^3$) при $R = 1,5 \text{ мм}$, $\varphi = 90^\circ$, $h = 0,1 \text{ мм}$, $l_{\max} = 20 \text{ мм}$ и $\Delta P = 0,3 \text{ атм}$ составит всего $0,45 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3/\text{с}$ (160 л/ч). С другой стороны, дилатометрический ИМ конструктивно проще, более технологичен, не содержит механических соединений и поэтому более надежен, чем электромеханический.

Контрольные вопросы

1. Расскажите о принципе работы ротаметрического расходомера. 2. Назовите основные недостатки ротаметров. 3. Какой метод измерения расхода применяется в калориметрических расходомерах? 4. Назовите основные недостатки калориметрических расходомеров. 5. Чем отличается регулятор расхода газа от расходомера? 6. Начертите функциональную схему регулятора расхода газа и объясните ее работу. 7. Начертите функциональную схему регулятора концентрации жидких реагентов и объясните ее работу. 8. Расскажите о динамике САУ потоками ПГС. 9. Начертите структурную схему калориметрического расходомера и объясните ее работу. 10. Какова погрешность от нелинейности у калориметрических расходомеров? 11. Начертите структурную схему термоанемометрического расходомера и объясните ее работу. 12. Объясните назначение функционального преобразователя термоанемометрического расходомера. 13. Что такое температурная погрешность у термоанемометрических преобразователей? 14. Объясните принцип действия кондуктометрического датчика концентрации жидких реагентов. 15. Какие вы знаете исполнительные механизмы? Каков их принцип действия?

ГЛАВА 8

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

§ 8.1. Управление процессом ПХО

Модели объекта ПХО. Процессы плазмохимической обработки (ПХО) основаны на применении частично ионизированных газов, состоящих из ионов, электронов и нейтронов, образующихся при электрических разрядах в газе при низком давлении ($\approx 0,01 \div \div 10^3$ Па). При приложении к газу электрического поля достаточной величины происходит электрический пробой. При этом высвобождаются электроны, которые ускоряются электрическим полем и сталкиваются с молекулами газа. При упругих соударениях из-за значительной разницы в массах электрона и молекулы газа электрон теряет небольшую часть энергии ($\approx 10^{-3} \%$). В результате энергия увеличивается и достигает значения, достаточного для ионизации молекулы газа путем неупругого столкновения. Наряду с образованием ионов при неупругом соударении происходит образование возбужденных молекул газа, а также расщепление молекул. Фрагменты расщепления молекул представляют собой атомы и свободные радикалы, обладающие высокой реакционной способностью.

Возбужденные молекулы и атомы обеспечивают люминесцентное свечение плазмы, испуская фотоны при переходе электронов на нижние свободные энергетические уровни. При этом спектральный состав излучения определяется используемым газом, что позволяет контролировать процесс обработки по интенсивности некоторых спектральных составляющих излучения.

Газовый разряд происходит в газах при приложении как постоянного, так и переменного напряжения. Высоочастотные разряды имеют следующие преимущества. Во-первых, в процессе осцилляции электроны приобретают энергию, достаточную для ионизации газа. При этом разряд может поддерживаться независимо от притока вторичных электронов от электродов. Во-вторых, при колебаниях электронов повышается вероятность возникновения ионизирующих излучений, что позволяет снизить давление до 0,1 Па. В-третьих, поверхность электродов в зоне разряда может быть покрыта защитными изолирующими покрытиями.

В зависимости от сочетания физических и химических процессов различают реактивные ионные, плазмохимические, а также реактивные ионно-плазменные методы травления. В реактивном ионном методе травления используются процессы физического распыления поверхности обрабатываемой подложки при ее бомбардировке ионами инертных газов. Для этого ионы ускоряются в электрическом или магнитном поле до энергии 1–10 кэВ.

В плазмохимических методах травления используются рабочие газы, при ионизации которых образуются химически активные радикалы, вступающие в реакцию с поверхностным слоем обрабатываемой подложки и образующие при этом летучие соединения, удаляемые из реакционного объема с помощью насосов. Кроме того, для обеспечения чисто химического механизма обработки в реакционном объеме создаются условия, при которых ионы не могут приобрести энергию, достаточную для физического распыления материала подложки. В реактивных ионно-плазменных методах обработки одновременно используются физические и химические при-

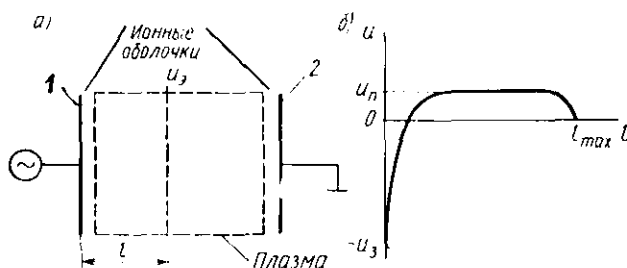


Рис. 8.1. Плазмохимический способ обработки:

а — схема установки; б — зависимость потенциала от местоположения в зоне высокочастотного разряда

ципы обработки. Каждый из рассмотренных методов обработки реализуется выбором конструкции реактора, состава газовой смеси, давления в реакторе и подводимой ВЧ-мощности. Так как электроны значительно более подвижны, чем ионы, то в пространстве между электродами установится распределение потенциалов, отличающееся от линейного. На рис. 8.1 показано распределение потенциала между электродами 1, 2 для случая, когда поверхность запитываемого электрода 1 намного меньше площади поверхности заземленного электрода 2. Три потенциала характерны для этого случая. U_3 — потенциал на поверхности запитываемого электрода 1, U_n — потенциал плазмы относительно земли; U_a — потенциал поверхности, на которой расположена подложка, находящаяся между электродами на расстоянии l от запитываемого электрода. Разность потенциалов $U_n - U_3$ возрастает с уменьшением отношения R поверхности запитываемого электрода к сумме заземленных поверхностей. Для типичных установок реактивно-ионного травления с $R \approx 0,05$ обычно $(U_n - U_3) < 100$ В, а $(U_n - U_a) > 1000$ В. Следовательно, ионы, попадающие на запитываемый электрод, будут иметь на порядок большую энергию и для эффективной обработки необходимо располагать обрабатываемые пластины на запитываемом электроде.

Для реализации плазмохимического способа обработки путем уменьшения физического взаимодействия ионов газа с пластиной

необходимо снизить разность потенциалов $U_n - U_z$. Обычно это достигается за счет большей симметрии реактора ($R \approx 0,5$).

Конструкция диодного реактора для плазмохимического травления показана на рис. 8.2, а, для реактивно-ионного — на рис. 8.2, б. Каждый реактор содержит электроды 2, 3, к одному из которых подключен высокочастотный генератор 4. Для предотвращения паразитных разрядов некоторые поверхности электродов покрываются изоляторами 5. Обрабатываемые пластины 6 укладываются по кругу на один из электродов. Рабочий газ 7 обычно подается в реактор 1 по периметру электродов, что обеспечивает хорошую равно-

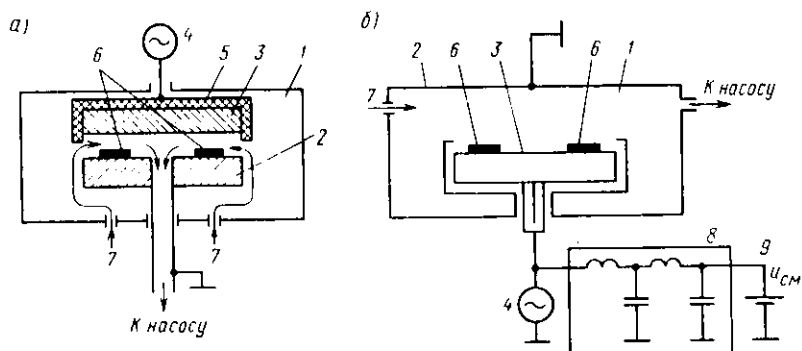


Рис. 8.2. Диодные реакторы для плазмохимического (а) и реактивно-ионного (б) группового травления

мерность распределения рабочего газа между электродами. Образующиеся при разряде ионы, свободные радикалы, а также диссоциированные молекулы газа вступают во взаимодействие с обрабатываемыми пластинами 6, а газообразные продукты реакции удаляются из реактора 1 насосом. При этом характер взаимодействий существенно зависит от того, на каком электроде расположены обрабатываемые пластины. При расположении пластин на заземленном электроде (рис. 8.2, а) ускоряющее напряжение для ионов невелико, поэтому основным типом взаимодействия является химическое. При расположении пластин на потенциальном электроде (рис. 8.2, б) и использовании инертных газов осуществляется реактивно-ионное травление. Если напряжение $U_n - U_z$ (см. рис. 8.1, б) недостаточно для сообщения ионам необходимой для обработки энергии, то к электроду 4 через фильтр 8 может быть подведено дополнительное напряжение смещения (рис. 8.2, б). Аналогичного эффекта можно добиться создавая дополнительное постоянное магнитное поле в реакторе.

При использовании в реакторе (рис. 8.2, б) галогенсодержащих газов будет происходить как физическое, так и химическое взаимо-

действие поверхности обрабатываемой пластины, т. е. метод обработки будет реактивно ионно-плазменным.

Распределение потенциала в зоне высокочастотного разряда (рис. 8.1, б) в диодных реакторах зависит только от уровня подводимой ВЧ-мощности, что ограничивает возможности управления процессом обработки, например анизотропией обработки. От этих недостатков свободны триодные реакторы, один из вариантов которого показан на рис. 8.3.

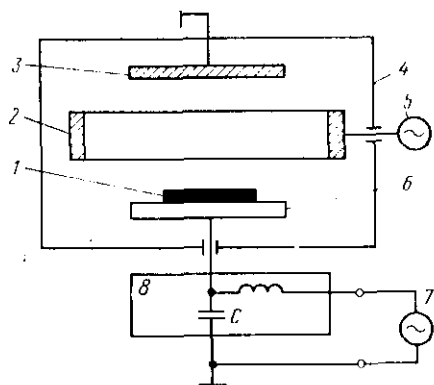


Рис. 8.3. Триодный реактор установки Tegal 1500

Здесь в реакторе 4 расположены заземленный электрод 3, а также потенциальный электрод 2, к которому подключен высокочастотный генератор 5. Обрабатываемая пластина 1 находится на электроде 6, на который через LC-фильтр 8 подается напряжение смещения от источника 7. В реакторе условие возбуждения высокочастотного разряда и энергетические характеристики плазмы могут изменяться независимо. Например, энергия ионов может изменяться регу-

лировкой напряжения смещения.

Особенности поштучной и групповой обработки. В зависимости от количества одновременно обрабатываемых в реакторе пластин различают поштучную и групповую обработку. В первом случае в реакторе обрабатывается только одна пластина, а во втором — несколько (до 24 шт.). Сравним по производительности установку поштучной обработки и групповой обработки N пластин при длительности обработки $T_{оп}$ и $T_{ог}$ соответственно и длительности загрузки-выгрузки одной пластины T_3 . Поштучная обработка N пластин будет произведена за время $N(T_{оп} + T_3)$, групповая — за $(T_{ог} + NT_3)$, поэтому выигрыш в производительности групповой обработки составит

$$k = \frac{N(T_{оп} + T_3)}{T_{ог} + NT_3} = \frac{1 + \frac{T_{оп}}{T_3}}{1 + \frac{T_{ог}}{NT_3}}. \quad (8.1)$$

Из выражения (8.1) видно, что в случае $T_{оп} = T_{ог}$, $N = 10$ установка групповой обработки будет производительнее установки поштучной обработки в 1,8 раза. Учитывая также, что габариты и стоимость этих установок одного порядка, ясно, что в данном конкретном случае установка групповой обработки имеет существен-

ные технико-экономические преимущества. Из выражения (8.1) видно, что установки групповой и поштучной обработки сравниваются по производительности, когда времена обработки будут соотноситься как $T_{ог}/T_{оп}=N$, т. е. время обработки поверхности каждой поштучно обрабатываемой пластины должно быть в N раз меньше, чем в групповой. Для этого при поштучной обработке необходимо увеличивать расходы реагентов и удельную мощность высокочастотного возбуждения плазмы. Однако при увеличении подводимой мощности увеличивается разогрев обрабатываемой пластины и снижается стойкость фоторезистивной маски, через которую производится травление. Из-за этого возникает подтравливание и снижается качество обработки. Поэтому современное оборудование групповой обработки по производительности обычно превосходит оборудование поштучной обработки.

Сравним групповую и поштучную обработку по выходу годных изделий. Обозначим процент брака из-за неравномерности плазмы $K_{нг}$ и $K_{нп}$, процент брака из-за разброса пластин в партии $K_{рп}$ и $K_{рг}$ и процент брака из-за погрешности фиксации момента окончания процесса обработки $K_{фп}$ и $K_{фг}$. Так как при поштучной обработке партия обрабатываемых пластин состоит из одной пластины, а процесс обработки контролируется индивидуально на каждой пластине, то $K_{рп}=0$. С учетом этого процент выхода годных для групповой и поштучной обработки составит соответственно

$$K_g = 100 - K_{нг} - K_{рг} - K_{фг}, \quad K_n = 100 - K_{нп} - K_{фп}. \quad (8.2)$$

Из выражения (8.2) видно, что принципиально

$$K_g < K_n, \quad (8.3)$$

во-первых, из-за $K_{рп}=0$, во-вторых, из-за того, что в реакционной камере меньшего объема при поштучной обработке легче получить и меньшую неоднородность плазмы, т. е. $K_{нп} < K_{нг}$. Процент брака из-за погрешности фиксации момента окончания обработки $K_{фг} \leq K_{фп}$, так как при групповой обработке обычно больше соотношение сигнал/шум. Кроме того, из-за меньшей скорости травления меньшие требования к точности фиксации окончания обработки. Однако этот небольшой выигрыш при групповой обработке обычно не нарушает неравенства (8.3). Таким образом, поштучная обработка позволяет получить большой процент выхода годных пластин.

Заключивая сравнение групповой и поштучной обработки пластин, необходимо отметить, что с увеличением диаметра обрабатываемых пластин несомненно преимущество будет иметь поштучная обработка, хотя в настоящее время при диаметре пластин 100, 150 мм этот вопрос не имеет однозначного ответа и должен решаться в каждом конкретном случае. Если выигрыш за счет производительности превышает потери за счет уменьшения процента

выхода годных, то преимущество будет иметь групповая обработка, в противном случае — поштучная.

Состав оборудования ПХО. Состав оборудования ПХО определяется его назначением, количеством реакторов, а также другими конструктивными особенностями и может существенно отличаться от установки к установке. Тем не менее можно выделить ряд элементов, специфических именно для этого оборудования, приведенный на структурной схеме рис. 8.4, а.

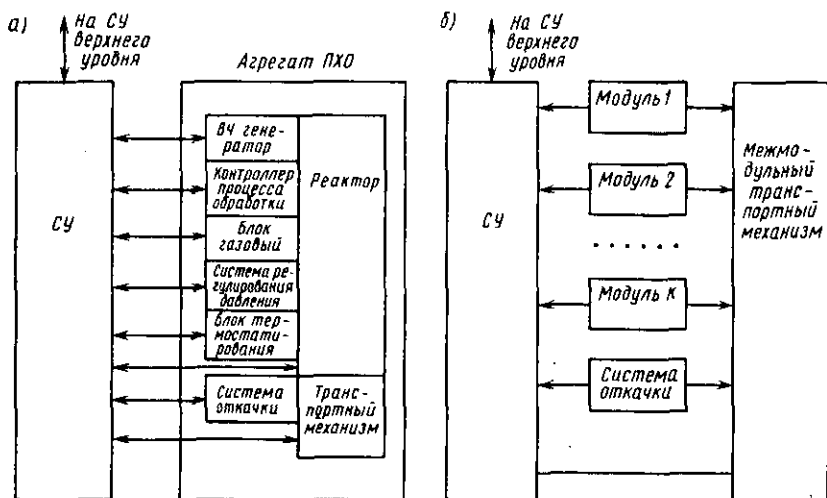


Рис. 8.4. Структурная схема одnoreакторной (а) и многореакторной (б) установок плазмохимической обработки

В одnoreакторных установках ПХО (рис. 8.4, а) основным элементом конструкции является реактор с транспортной системой. В реакторе пластины обрабатываются, транспортная система обеспечивает подачу пластин, а также изоляцию объема реакторов от окружающей среды для безопасной работы операторов и предотвращения загрязнений реактора продуктами атмосферы. Обычно реактор и элементы транспортной системы настолько интегрированы, что бывает трудно их разделить, поэтому они показаны на рис. 8.4, а как одно целое. С реактором соединяются ряд узлов, обеспечивающих проведение технологической обработки (ВЧ-генератор, контроллер процесса обработки, газовый блок, система регулирования давления и блок термостатирования), а также откачная система для откачки транспортной системы при шлюзовании пластин в процессе их транспортирования. Управление всеми указанными элементами, а также связь с вышестоящим уровнем обеспечивается системой управления. ВЧ-генератор обеспечивает подачу в реактор заданной мощности и возбуждение высоко-

частотного газового разряда в реакторе, в который из газового блока подается от одного до четырех газов заданных расходов. При этом заданное давление в реакторе поддерживается системой регулирования давления. Стабилизация мощности, давления и расхода газов обеспечивает воспроизводимость условий, а следовательно, скорости и однородности обработки

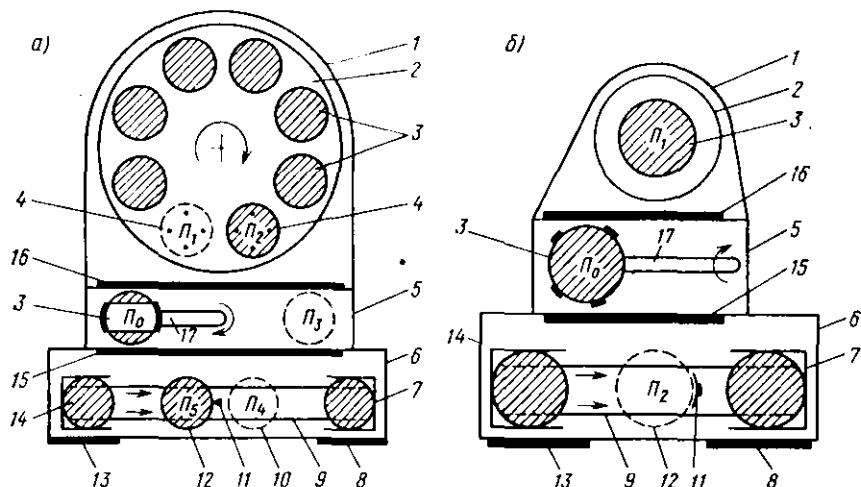


Рис. 8.5. Упрощенные схемы транспортных механизмов одnoreакторных установок ПХО групповой (а) и поштучной (б) обработки

Контроллер процесса обработки обеспечивает формирование сигнала окончания обработки, по которому система управления отключает генератор, прекращает подачу газов и начинает процесс выгрузки, а затем загрузки пластин. Конструктивно одnoreакторные установки обычно выполняются в виде агрегата ПХО, к которому кабелями подключается шкаф с системой управления.

Необходимость существенного уменьшения загрязнений при проведении многостадийных процессов в изолированных реакторах, а также уменьшения производственных площадей обусловили появление многореакторных установок, плазмохимической обработки (рис. 8.4, б). Конструктивной базой этих установок является межмодульный транспорт, с которым соединяются одnoreакторные модули, выполненные в соответствии с рис. 8.4, а, а также система для откачки элементов межмодульного транспорта при шлюзовании пластин. Все элементы установки управляются системой управления, которая является диспетчером для систем управления модулей.

При увеличении диаметра обрабатываемых пластин до 150, 200 мм, а также переходе к производству СБИС емкостью 1—

4 Мбит, накладывающих существенные ограничения на количество загрязняющих частиц, значительно ужесточаются требования к механизмам транспортирования и установки ПХО. Поэтому многие зарубежные и отечественные разработчики занимаются совершенствованием механизмов. На рис. 8.5, 8.6, 8.7 показаны варианты их конструкций для разных установок ПХО. На рис. 8.5, а пред-

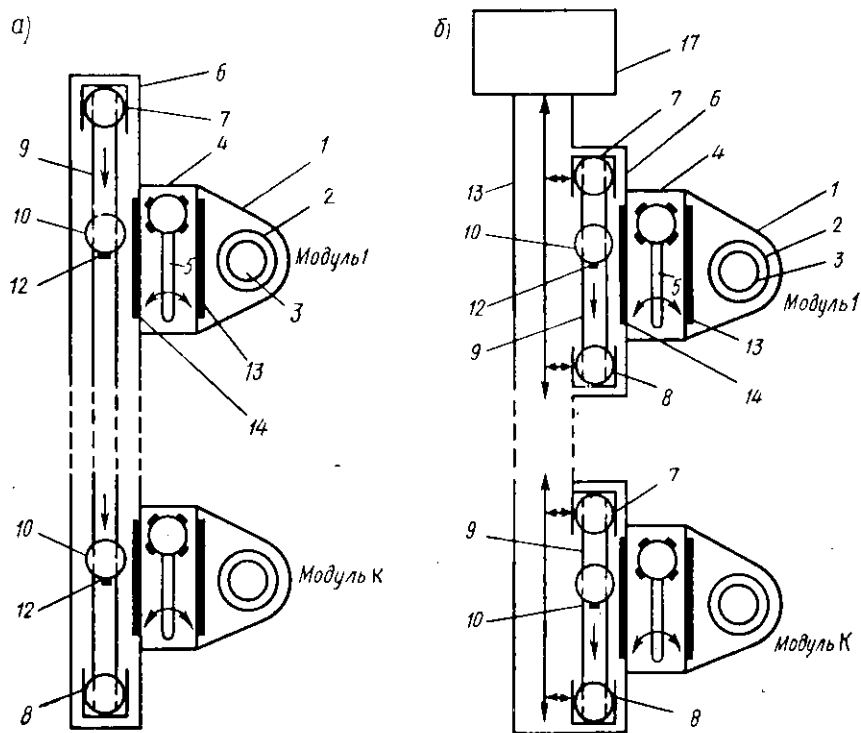


Рис. 8.6. Упрощенные схемы межмодульных транспортных механизмов с транспортировкой пластин (а) и кассет (б) между модулями

ставлена упрощенная схема транспортного механизма для установки групповой обработки. Здесь в реакторе 1 находится вращающийся нижний электрод 2 с обрабатываемыми пластинами 3. С реактором через шлюз 5 с переукладчиком пластин 17, вращающимся в плоскости электрода, соединено устройство перегрузки 6 пластин в кассеты. Между кассетами загрузки 14 и выгрузки 7 имеются резиновые пасики 9, движущиеся слева направо, стол загрузки 12, стол выгрузки 10 и упор 11. Для обеспечения герметичности реактора при перемещении пластин предусмотрены двери 15, 16 в шлюзе 5, а также двери 8, 13 в устройстве перегрузки 6.

Рассмотрим цикл перегрузки одной пластины. В исходном состоянии электрод зафиксирован в положении, когда на позиции Π_1 нет пластины, переукладчик 5 с пластиной находится в шлюзе 5 в положении Π_0 . Нижняя пластина кассеты загрузки 14 лежит на пасиках 9, а в кассете выгрузки 7 имеется свободное место. После начала загрузки переукладчик 17 с пластиной 3 заходит в реактор на позицию Π_1 , штыри 4 электрода поднимаются и снимают с переукладчика пластину 3. Переукладчик 17 переходит на позицию Π_2 , в которой на штырях поднята обработанная пластина. После

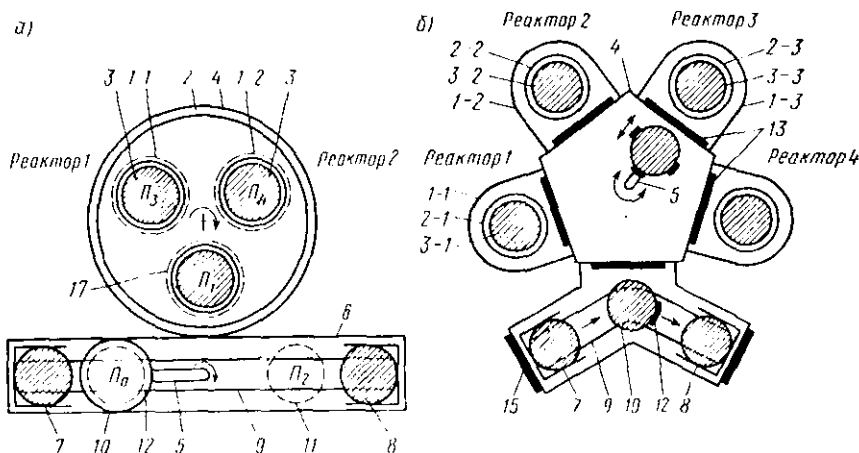


Рис. 8.7. Упрощенные схемы транспортных механизмов многореакторных установок с транспортным диском (а) и манипулятором (б)

опускания штырей новая пластина опускается на электрод в позицию Π_1 , а обработанная остается на переукладчике 17, который выносит ее на позицию Π_4 . Одновременно с движением переукладчика из позиции Π_0 в Π_3 включается привод пасиков 9 и пластина из кассеты загрузки, двигаясь до упора 11, останавливается в позиции Π_5 , а обработанная пластина (если она была) из позиции Π_4 заходит в кассету выгрузки 7, после чего привод пасиков 9 отключается. После прихода переукладчика 17 в позицию Π_4 подъемом стола 10 обработанная пластина снимается с переукладчика 17. Переукладчик переходит в позицию Π_5 , стол загрузки 12 опускается, пластина со стола 12 остается в переукладчике, который заходит в шлюз на позицию Π_0 .

Одновременно с движением переукладчика из позиции Π_3 в позицию Π_0 происходит поворот электрода так, что свободное место оказывается в позиции Π_1 , а также движение кассеты загрузки 14 до касания следующей подложки пасиков 9, а кассеты выгрузки 7 — до освобождения в плоскости пасиков свободного места в кассете.

Аналогично происходит загрузка-выгрузка последующих пластин. Особенность загрузки первой пластины состоит в том, что в исходном положении P_0 переукладчик находится без пластины, а последние — в том, что переукладчик 17 не снимает пластину с позиции P_2 , для чего штыри не опускаются при прохождении им этой позиции.

В том случае, когда в устройстве перегрузки 6 давление равно атмосферному, шлюзование каждой пластины происходит через двери 15, 16. В этом случае двери 13, 8 не устанавливаются. Если устройство перегрузки работает при низком давлении, то шлюзование осуществляется с помощью дверей 15, 13, 8 только при смене кассет 14, 7.

На рис. 8.5, б показана упрощенная схема транспортного механизма для установок поштучной ПХО. Для удобства описания здесь сохранены обозначения элементов, введенные для рис. 8.5, а. Из сравнения рис. 8.5, а и 8.5, б видно, что в механизме рис. 8.5, б загрузка-выгрузка производится на один стол 12. Поэтому для повышения производительности переукладчик выполнен двойным и включает два переукладчика 17, расположенные друг над другом (механизм загрузки и механизм выгрузки), каждый из которых управляется независимо. В исходном состоянии в шлюзе 5 в механизме загрузки находится пластина, а механизм выгрузки подготовлен к выгрузке (пустой). Перегрузка начинается движением механизма выгрузки в реактор и сема обработанной пластины, после чего механизм выгрузки укладывает на электрод новую пластину и дверь шлюза 16 закрывается, а открывается дверь 15. Механизм загрузки берет новую пластину с позиции P_2 и переносит ее в шлюз на позицию P_0 . После этого механизм выгрузки переносит обработанную пластину на позицию P_2 и возвращается в шлюз 4 на позицию P_0 . Дверь шлюза 15 закрывается. В остальном работа транспортного механизма не отличается от показанной на рис. 8.5, а.

Уменьшение количества загрязняющих частиц требует специализации реакторов, а также исключения контактов обрабатываемых пластин с атмосферой при передаче их от реактора к реактору. Эту задачу решают разными способами. Наиболее простой состоит в дополнении однореакторных установок ПХО межмодульным транспортом (см. рис. 8.6). При передаче пластин между модулями (см. рис. 8.6, а) перегрузчик 6 в отличие от механизмов рис. 8.5 вытянут вдоль цепочки однореакторных установок (модулей), каждая из которых выполняет только одну технологическую операцию. Каждая пластина из кассеты загрузки 7 последовательно транспортируется пасниками 9 от модуля к модулю. Обработанные пластины поступают в кассету выгрузки 8. Недостаток транспортного механизма рис. 8.6, а состоит в ограничении производительности из-за малой скорости перемещения пластин по пасникам. Это особенно заметно при числе модулей больше четырех-пяти.

С этой точки зрения более выгоден вариант рис. 8.6, б, в котором между шлюзом 17 и модулями пластины транспортируются в каскадах, благодаря чему сокращается время простоя модулей в ожидании пластин. Однако необходимо отметить, что механизм рис. 8.6, б более сложен по сравнению с показанным на рис. 8.6, а. Общим недостатком таких установок ПХО с механизмами (рис. 8.8) состоит в большой занимаемой производственной площади, что обусловлено

линейной структурой, а также необходимостью обслуживания

каждого модуля с трех сторон. Поэтому в последнее время появились многореакторные установки с круговым расположением реакторов, которые по сравнению с линейным вариантом (см. рис. 8.6) позволяют в 2—3 раза уменьшить занимаемую площадь, сохранив при этом высокую производи-

тельность. На рис. 8.7 показаны два варианта таких установок. Наиболее прост вариант с транспортным диском (рис. 8.7, а). Здесь на транспортном диске 2

(остальные обозначения те же, что и на рис. 8.5), одновременно являющемся нижним электродом, имеются три позиции для пластины (P_1 , P_3 , P_4), две из которых служат для обработки (P_3 , P_4), а одна (P_1) — для загрузки и выгрузки. Над позициями P_3 , P_4 находятся верхние части реакторов (головки), которые могут уплотняться подъемом вверх транспортного диска 2. На позиции загрузки-выгрузки P_1 вместо головки установлена крышка 17, которая может подниматься вверх. Работа этого механизма происходит следующим образом. В исходном состоянии переукладчик 5 находится в положении P_2 , а на позиции P_0 стоит предназначенная для обработки пластина. После этого поднимается крышка 17, переукладчик 5 берет с позиции P_1 обработанную пластину и переносит ее на позицию P_2 . Затем с позиции P_0 переносит на позицию P_1 новую пластину и возвращается на позицию P_2 . Крышка 17 закрывается, откачивается шлюз 4, транспортный диск опускается, поворачивается по часовой стрелке на 120° и снова поднимается вверх. Тем самым новая пластина переходит с позиции P_1 на P_3 , а обработанная — с позиции P_4 на позицию выгрузки P_1 . После этого перегружается следующая пластина и т. д. В механизме (см. рис. 8.7, а) переукладчик 5 удерживает пласти-

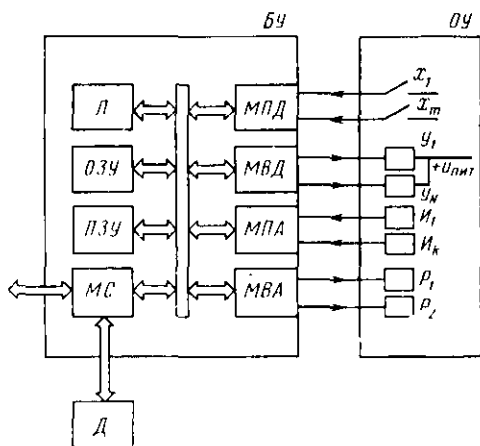


Рис. 8.8. Функциональная схема системы централизованного управления

являющемся нижним электродом, имеются три позиции для пластины (P_1 , P_3 , P_4), две из которых служат для обработки (P_3 , P_4), а одна (P_1) — для загрузки и выгрузки. Над позициями P_3 , P_4 находятся верхние части реакторов (головки), которые могут уплотняться подъемом вверх транспортного диска 2. На позиции загрузки-выгрузки P_1 вместо головки установлена крышка 17, которая может подниматься вверх. Работа этого механизма происходит следующим образом. В исходном состоянии переукладчик 5 находится в положении P_2 , а на позиции P_0 стоит предназначенная для обработки пластина. После этого поднимается крышка 17, переукладчик 5 берет с позиции P_1 обработанную пластину и переносит ее на позицию P_2 . Затем с позиции P_0 переносит на позицию P_1 новую пластину и возвращается на позицию P_2 . Крышка 17 закрывается, откачивается шлюз 4, транспортный диск опускается, поворачивается по часовой стрелке на 120° и снова поднимается вверх. Тем самым новая пластина переходит с позиции P_1 на P_3 , а обработанная — с позиции P_4 на позицию выгрузки P_1 . После этого перегружается следующая пластина и т. д. В механизме (см. рис. 8.7, а) переукладчик 5 удерживает пласти-

ны с помощью эффекта Бернулли, что позволяет отказаться от штырей, а также столов и тем самым упростить конструкцию. Однако это не позволяет герметизировать устройство перегрузки 6, что вносит дополнительные загрязнения. Другим недостатком этого механизма является ограничение производительности при разной длительности технологической обработки на позициях $П_3$ и $П_4$. С другой стороны, при одинаковой длительности технологической обработки этот механизм имеет минимальное время простоя реакторов в ожидании пластин, необходимое только для поворота транспортного диска на 120° . Недостаток механизма (см. рис. 8.7, а) состоит также в недостаточной гибкости, так как возможна параллельная или последовательная обработка пластин.

С этой точки зрения большей гибкостью обладает механизм с манипулятором, показанный на рис. 8.7, б. Его основным элементом является шлюз 4 с манипулятором 5, который может вращаться вокруг оси, а также двигаться вперед и назад по радиусу. Это позволяет перегружать обработанные пластины между двумя любыми реакторами, не останавливая процесс обработки в других, а также наиболее гибко организовать транспортирование пластин между реакторами, уменьшить занимаемую площадь по сравнению со всеми остальными механизмами. В настоящее время известны установки с шестью реакторами (разработка объединенного НИИ технологии СБИС — Япония), а также четырема реакторами (установки М4 фирмы «Elechrotech»).

§ 8.2. Система управления оборудованием ПХО

Сложность создания оптимальной системы управления для специального технологического оборудования (СТО) микроэлектроники, в том числе ПХО, определяется не только исключительно высокими темпами развития, многообразием его видов, но и непрерывным увеличением количества исполнительных органов и датчиков в каждой единице оборудования.

С учетом этих особенностей можно выделить следующие основные требования к СУ ПХО:

- 1) обеспечение безопасной работы обслуживающего персонала;
- 2) обеспечение безопасности оборудования в аварийных ситуациях;
- 3) управление оборудованием по заданной циклограмме;
- 4) диагностика состояния СУ;
- 5) диагностика состояния оборудования;
- 6) гибкость при изменении технологии;
- 7) возможность наращивания и модернизации аппаратной части СУ и СТО;
- 8) возможность работы в составе автоматизированной линии;
- 9) минимальные сроки разработки;
- 10) минимальные сроки обслуживания, ремонта.

Возможность выполнения этих требований в значительной степени определяется структурой системы управления. Использование в СУ микроЭВМ и МПК микропроцессорных комплектов позволяет реализовать различные варианты СУ, отличающиеся составом и взаимодействием ее компонентов, направлением передачи информации и местом обработки. По последним из указанных признаков различают два варианта построения СУ: 1) система централизованного управления; 2) система децентрализованного управления.

Системы централизованного управления. В системах централизованного управления информация обрабатывается только в микроЭВМ, для чего все технические средства СУ располагаются в блоке управления (БУ), а все датчики и исполнительные элементы — в технологическом объекте управления (ОУ). При этом сигналы с датчиков поступают в БУ, где в соответствии с алгоритмом управления формируются управляющие воздействия на исполнительные элементы. На рис. 8.8 приведена функциональная схема централизованной СУ на базе блока управления «Орион-3».

К модулям приема дискретным (МПД) и аналоговым (МПА) блока управления БУ подключены дискретные (x) и аналоговые (u) датчики ОУ. Управляющие сигналы БУ через модули выдачи дискретные МВД и аналоговые МВА подаются на дискретные (y) и аналоговые (p) исполнительные элементы. Для связи с оператором, а также системой управления более высокого уровня в БУ используются модуль связи (МС) и дисплей (Д).

Достоинством СУ централизованного типа является возможность управления различными ОУ с помощью ограниченного комплекта аппаратных средств (только путем варьирования количества модулей), а также простота построения СУ (не требуется аппаратных средств для обеспечения связи между модулями). При этом разработчик должен обеспечить стыковку модулей СУ и ОУ и разработать программное обеспечение.

Оценим возможности системы централизованного управления с учетом указанных выше требований. В таких системах выполнение любой функции осуществляется только через ЭВМ БУ, поэтому при отказе последней не гарантируется безопасность работы обслуживающего персонала и ОУ (требования 1, 2), и это существенный недостаток СУ централизованного типа. Для его устранения в ОУ обычно вводят дополнительные элементы (концевые выключатели, блоки аварийной сигнализации, защиты и т. п.). Кроме того, при таком построении системы управления этапы разработки ОУ, БУ и программного обеспечения выполняются только последовательно, что требует больших затрат времени на разработку ПХО в целом, затрудняет его модернизацию (требования 7, 9). Модули БУ в СУ подключены к внутренней магистрали ЭВМ, поэтому могут располагаться на небольшом расстоянии от ЭВМ. Из-за этого все связи с ОУ необходимо вести на БУ, что увеличивает расход проводов,

затрудняет локализацию неисправностей, увеличивает сроки ремонта и обслуживания СТО (требование 10).

Системы децентрализованного управления. От большинства указанных недостатков свободны системы децентрализованного управления, функциональная схема которых показана на рис. 8.9. Здесь в составе ОУ выделены агрегаты А1—АК, в каждом из которых имеются дискретные

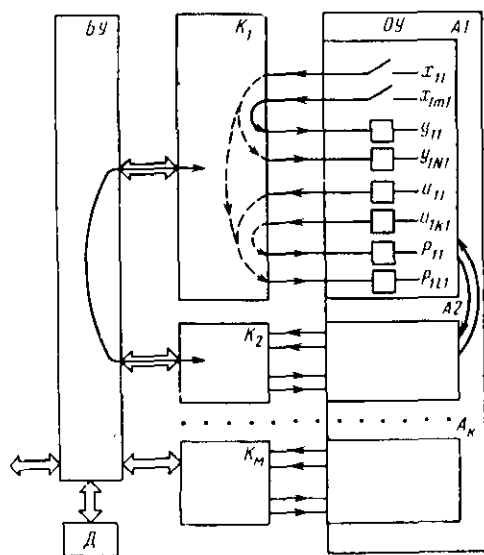


Рис. 8.9. Функциональная схема системы децентрализованного управления

и аналоговые датчики, а также дискретные и аналоговые исполнительные элементы. Каждый из агрегатов управляется отдельным контроллером (К). Связь между контроллерами, а также управление ОУ в целом осуществляется блоком управления (БУ). Дисплей служит для связи с оператором, связь с вышестоящим уровнем управления производит БУ. В децентрализованных СУ управление осуществляется при помощи группы локальных контроллеров, которые полностью или частично расчленяют функции по контролю хода технологического процесса или управлению тем или иным агрегатом ОУ. Из

сравнения рис. 8.8, 8.9 видно, что в системе децентрализованного управления имеется несколько центров обработки информации (БУ и контроллеры), а направление передачи потоков информации более сложное. Так, при слабом взаимодействии между агрегатами A_i большая часть информации может обрабатываться контроллерами K_i , каждый из которых выдает сигналы на исполнительные элементы агрегатов в зависимости от состояния датчиков и команд управления, поступающих с БУ (см. пунктирные линии на рис. 8.9). При правильном выборе агрегатов основной поток информации в системе децентрализованного управления обрабатывается с помощью контроллеров, а БУ синхронизирует их работу и передает по запросу необходимые сигналы от соседних контроллеров, диагностирует их состояние.

Сравнивая технические средства систем децентрализованного и централизованного управления, можно заметить, что первые отличаются большей номенклатурой. Кроме того, при проектировании децентрализованной СУ должны быть проработаны вопросы взаи-

модействия контроллеров и БУ. Вместе с тем при сравнении этих вариантов построения системы управления для одного и того же ОУ очевидно, что каждый контроллер и блок управления в децентрализованной системе обычно проще блока управления при централизованном управлении. Поэтому вопрос выбора структуры СУ не имеет однозначного решения и рассматривается с учетом особенностей ОУ и имеющихся технических средств.

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &:= D_1(x_1, x_2, \dots, x_k, u_1, u_2, \dots, u_m), \\ Y_2 &:= D_2(x_1, x_2, \dots, x_k, u_1, u_2, \dots, u_m), \\ &\vdots \\ Y_l &:= D_l(x_1, x_2, \dots, x_k, u_1, u_2, \dots, u_m), \\ U_1 &:= A_1(x_1, x_2, \dots, x_k, u_1, u_2, \dots, u_m), \\ U_2 &:= A_2(x_1, x_2, \dots, x_k, u_1, u_2, \dots, u_m), \\ &\vdots \\ U_p &:= A_p(x_1, x_2, \dots, x_k, u_1, u_2, \dots, u_m), \end{aligned} \right\} \quad (8.4)$$

где $D_1, \dots, D_l, A_1, \dots, A_p$ — некоторые известные функции.

При построении эффективной системы децентрализованного управления выражения должны быть преобразованы так, чтобы можно было выделить отдельные агрегаты, а также массив входных и выходных сигналов контроллеров агрегатов и алгоритм их функционирования. Эта задача очень сложна даже при рассмотрении конкретных ОУ и анализируется в теории многосвязных систем управления.

ния, как и в случае анализа автономности в многомерных системах, необходимо рассмотреть взаимные связи датчиков и исполнительных элементов. Наиболее просто эта задача решается с помощью теории чувствительности. Сформируем матрицу чувствительности сигналов управления исполнительных элементов по сигналам датчиков ОУ и командам оператора:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{\partial Y_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial Y_1}{\partial x_k} & \frac{\partial Y_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial Y_1}{\partial u_m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial Y_l}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial Y_l}{\partial x_m} & \frac{\partial Y_l}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial Y_l}{\partial u_m} \\ \frac{\partial U_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial U_1}{\partial x_k} & \frac{\partial U_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial U_1}{\partial u_m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial U_p}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial U_p}{\partial x_k} & \frac{\partial U_p}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial U_p}{\partial u_m} \end{bmatrix}. \quad (8.5)$$

Если переменная не зависит от аргумента, по которому рассчитывается чувствительность, то значение чувствительности будет тождественно равно нулю. В этом случае в матрице (8.5) в соответствующей строке и столбце будет стоять нуль. Проанализировав все элементы матрицы (8.5) с учетом системы уравнений (8.4), залишем в соответствующих местах нули. После этого путем перестановок строк и столбцов приведем матрицу (8.5) к блочному виду, когда недиагональная часть ее будет максимально разреженной, т. е. имеет максимальное число нулевых элементов:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix}. \quad (8.6)$$

Если все элементы матрицы (8.6), кроме диагональных, равны нулю, то СУ можно разбить на n агрегатов, массив переменных каждого из которых описывается матрицами $S_{11}, S_{22}, \dots, S_{nn}$, например для первого агрегата

$$S_{11} = \begin{bmatrix} \frac{\partial Y_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial Y_1}{\partial x_b} & \frac{\partial Y_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial Y_1}{\partial u_c} \\ \frac{\partial Y_s}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial Y_s}{\partial x_b} & \frac{\partial Y_s}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial Y_s}{\partial u_c} \\ \frac{\partial U_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial U_1}{\partial x_b} & \frac{\partial U_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial U_1}{\partial u_c} \\ \frac{\partial U_t}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial U_t}{\partial x_b} & \frac{\partial U_t}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial U_t}{\partial u_c} \end{bmatrix}.$$

На контроллер этого агрегата должны поступать сигналы с дискретных датчиков $x_1, x_2, \dots, x_6$ и аналоговых датчиков $u_1, u_2, \dots, u_6$, а управляющие воздействия контроллер должен подавать на дискретные исполнительные элементы $Y_1, Y_2, \dots, Y_8$ и аналоговые $U_1, U_2, \dots, U_1$.

Недиагональные элементы S_{ij} матрицы (8.6) определяют взаимодействие i -го и j -го контроллеров. Если матрицы $S_{ij} (i \neq j)$ всеми возможными перестановками строк и столбцов не удастся сделать разреженными, то в системе управления должен быть интенсивный обмен между агрегатами i и j через БУ более высокого уровня либо путем введения дополнительных цепей внутри ОУ (см. сплошные линии на рис. 8.9).

При этом в первом случае увеличивается время обработки информации за счет добавления процедур обмена информацией между агрегатами, а во втором — увеличивается количество входов и выходов каждого контроллера, усложняется монтаж.

Рассмотрим пример анализа возможности децентрализации СУ, формирующей команды управления $Y_1, Y_2, \dots, Y_8$ из сигналов $x_1, x_2, \dots, x_{10}$ по уравнениям

$$\begin{aligned} Y_1 &= H_1(x_1, x_3, x_5, x_8); & Y_5 &= H_5(x_5, x_8); \\ Y_2 &= H_2(x_2, x_4); & Y_6 &= H_6(x_9, x_{10}); \\ Y_3 &= H_3(x_1, x_3); & Y_7 &= H_7(x_1, x_3, x_7); \\ Y_4 &= H_4(x_2, x_6, x_9); & Y_8 &= H_8(x_7, x_{10}), \end{aligned}$$

где $H_1(\dots), \dots, H_8(\dots)$ — некоторые известные функции.

Составив для рассматриваемой системы матрицу чувствительности (8.5), получим

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
Y_1	*	0	*	0	*	0	0	*	0	0
Y_2	0	*	0	*	0	0	0	0	0	0
Y_3	*	0	*	0	0	0	0	0	0	0
Y_4	0	*	0	0	0	*	0	0	*	0
Y_5	0	0	0	0	*	0	0	*	0	0
Y_6	0	0	0	0	0	0	0	0	*	*
Y_7	*	0	*	0	0	0	*	0	0	0
Y_8	0	0	0	0	0	0	*	0	*	0

где знаком * обозначены ненулевые элементы матрицы.

Для приведения полученной матрицы к диагональному виду выполним перестановки ее строк и столбцов. Сначала, взяв первую строку, располагает на ней те строки, которые при перемно-

жении с одноименными элементами первой строки имеют максимальное число ненулевых элементов. После этого аналогично располагают оставшиеся строки. В результате получим следующую матрицу:

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
Y_1	*	0	*	0	*	0	0	*	0	0
Y_3	*	0	*	0	0	0	0	0	0	0
Y_5	0	0	0	0	*	0	0	*	0	0
Y_7	*	0	*	0	0	0	*	0	0	0
Y_2	0	*	0	*	0	0	0	0	0	0
Y_4	0	*	0	0	0	*	0	0	*	0
Y_6	0	0	0	0	0	0	0	0	*	*
Y_8	0	0	0	0	0	0	*	0	*	0

Выполнив аналогичные преобразования над столбцами, получим

	x_1	x_3	x_5	x_8	x_2	x_4	x_6	x_7	x_9	x_{10}
Y_1	*	*	*	*	0	0	0	0	0	0
Y_3	*	*	0	0	0	0	0	0	0	0
Y_5	0	0	*	*	0	0	0	0	0	0
Y_7	*	*	0	0	0	0	0	*	0	0
	S_{11}				S_{12}					
Y_2	0	0	0	0	*	*	0	0	0	0
Y_4	0	0	0	0	*	0	*	0	*	0
Y_6	0	0	0	0	0	0	0	0	*	*
Y_8	0	0	0	0	0	0	0	*	*	0
	S_{21}				S_{22}					

Из анализа полученной матрицы следует, что СУ можно разбить на две подсистемы. Первая формирует сигналы управления Y_1, Y_3, Y_5, Y_7 по сигналам x_1, x_3, x_5, x_8 , а вторая — Y_2, Y_4, Y_6, Y_8 по $x_2, x_4, x_6, x_7, x_9, x_{10}$. При этом в блоке S_{12} матрицы имеется ненулевой элемент на пересечении строки Y_7 и столбца x_7 . Следовательно, из второй подсистемы S_{22} необходимо организовать передачу сигнала x_7 в первую подсистему S_{11} .

Приведенный выше анализ возможности децентрализации СУ позволяет формализовать этот процесс, что делает его весьма полезным при автоматизации проектирования сложных СУ. При анализе простых ОУ разбиение СУ на подсистемы обычно не вызывает затруднений. Так, в случае ПХО практически все подси-

системы, показанные на рис. 8.4, а, могут управляться децентрализованными СУ.

Таким образом, при выборе типа СУ необходимо учитывать следующие соображения: 1) в случае ОУ со значительными взаимными связями между всеми датчиками и исполнительными элементами системы централизованного управления будут эффективнее систем децентрализованного управления; 2) для ОУ с хорошо выраженной агрегатной структурой (рис. 8.9) системы децентрализованного управления будут иметь преимущества. Так как в разработке ОУ все чаще используется агрегатный (модульный) принцип конструирования, то это открывает широкие перспективы для успешного применения систем децентрализованного управления.

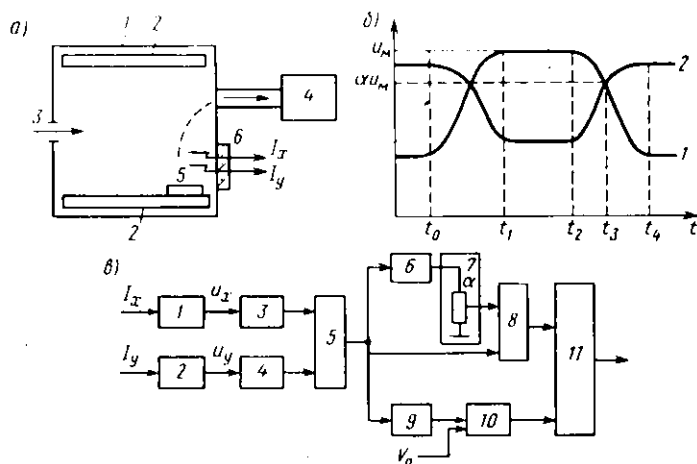


Рис. 8.10. Метод спектрального управления:

а — принцип работы; б — временная зависимость интенсивности излучения; в — функциональная схема контроллера

При этом еще раз следует подчеркнуть, что для СТО микроэлектроники из известных способов децентрализации управления (функциональной и территориальной) в наибольшей мере подходит территориальная (агрегатная) децентрализация, позволяющая существенно уменьшить интенсивность передачи информации из-за упрощения технических средств, проще и дешевле обеспечивается их резервирование.

В заключение как наиболее важную и специфическую рассмотрим подсистему управления процессом ПХО. Отличительная черта процессов плазмохимической обработки — возможность получения информации о состоянии обрабатываемых полупроводниковых пластин в процессе обработки. Это позволяет непосредственно управлять процессом (формировать сигнал окон-

чания обработки). Эту задачу решает подсистема определения момента окончания процесса ПХО (контроллер процесса ПХО). Четкая работа контроллера позволяет снизить требования к стабильности технологических параметров (давление, мощность, расход реагентов). Поэтому вопросу построения контроллеров в ПХО всегда уделялось большое внимание. Применяется несколько способов определения окончания обработки, отличающихся используемыми физическими эффектами: 1) эмиссионная спектрометрия — спектральный метод; 2) лазерная интерферометрия — лазерный метод.

Принципы работы спектральных устройств фиксации момента окончания процесса поясняются рис. 8.10, а. Здесь в реакторе 1 между электродами 2 возбуждается плазменный разряд, при этом в реактор 1 подаются газообразные реагенты 3, а насосом 4 из реактора удаляются продукты реакции. Под воздействием плазмы молекулы реагентов и продуктов реакции возбуждаются и в эмиссионном спектре появляются соответствующие спектральные составляющие. Очевидно, интенсивность излучения этих составляющих зависит от параметров плазмы.

Зависимость интенсивности отдельных составляющих в процессе обработки показана на рис. 8.10, б. Здесь кривая 1 показывает изменение интенсивности спектральной составляющей продукта реакции, получаемого при обработке пластины. В момент времени t_0 в реакторе возбуждается плазма и начинается процесс обработки. При этом возникают продукты реакции, которые откачиваются насосом. В момент времени t_1 наступает динамическое равновесие и процесс обработки идет практически равномерно до момента t_2 , когда на некоторых пластинах обработка, например травление, заканчивается, поэтому интенсивность составляющей начинает падать и в момент t_4 стабилизируется. Таким образом, для эмиссионного спектра продуктов реакции признаком окончания процесса обработки является стабилизация интенсивности излучения.

При использовании спектральных составляющих эмиссионного спектра реагентов, расходуемых в процессе обработки, временное изменение интенсивности излучения дает кривая 2 на рис. 8.10, б. Как следует из принципа работы спектрального метода, интенсивность излучения будет зависеть не только от стадии обработки, но и от расходов реагентов, степени ионизации и колебаний давления в реакторе, что создает дополнительные трудности при обработке сигналов.

Значительно уменьшить воздействие этих факторов на результат позволяет двухканальное построение контроллера ПХО, один из вариантов которого показан на рис. 8.10, в. Здесь одновременно измеряются интенсивности двух спектральных составляющих, одна из которых (I_x) зависит от стадии процесса обработки, а вторая (I_y) — только от возмущающих факторов. Эти составля-

ющие выделяются фильтрами 1, 2, усиливаются усилителями 3, 4 и подаются на устройство масштабирования (деления) 5. Если спектральные составляющие выбраны правильно, то на выходе устройства масштабирования 5 напряжение практически не зависит от неконтролируемых изменений мощности, подводимой к реактору, и колебаний давления. Управление процессом ПХО происходит следующим образом. Схема выделения максимума 6 запоминает максимальное значение напряжения U_m , которое через потенциометр 7 с коэффициентом передачи α подается на компаратор 8. При уменьшении входного сигнала до величины αU_m компаратор 8 срабатывает. Одновременно с этим работает схема 9 измерения скорости изменения напряжения, компаратор 10 сравнивает ее текущее значение с пороговым U_0 . Сигналы с компараторов 8, 10 подаются на логическую схему 11, выдающую сигнал окончания обработки при одновременном срабатывании компараторов в течение некоторого заданного времени Δt .

Применение схемы выделения максимума и компаратора 8 исключает ложное срабатывание устройства в момент времени t_0 , t_1 , t_2 (рис. 8.10, б), когда значение скорости изменения меньше порогового, а процесс обработки еще не закончен.

Управление процессом по кривой 2 (рис. 8.10, б) производится аналогично, при этом вместо отношения I_x/I_y берут I_y/I_x .

Чувствительность спектрального метода зависит от суммарной площади обрабатываемых пластин, поэтому он широко применяется в ПХО групповой обработки. При уменьшении суммарной площади обрабатываемой поверхности интенсивность спектральных составляющих, а также величина спада от максимума существенно уменьшаются, что снижает эффективность метода. Достоинство спектрального метода управления ПХО заключается в простоте реализации, независимости результатов от топологии обрабатываемых слоев.

Метод управления процессом ПХО с помощью лазерного излучения поясняется на примере травления слоя алюминия 2 в окнах, свободных от фоторезиста 1, структуры рис. 8.11, а. Слой алюминия нанесен на слой оксида кремния 3, расположенный на полупроводниковой подложке 4. На обрабатываемую поверхность направляется луч лазера и измеряется интенсивность отраженного луча 2. Отраженный луч включает в себя составляющие, полученные в результате отражения: от поверхности фоторезиста; от поверхности алюминия; от плоскости раздела фоторезиста и алюминия.

Оптическая разность хода этих составляющих зависит от коэффициента преломления и толщины слоев, поэтому при их изменении (например, травлении) она будет изменяться. Следовательно, будет изменяться и величина интенсивности отраженного луча, что обусловлено интерференцией. На рис. 8.11, б показано изменение интенсивности отраженного луча от времени травления

при обработке структуры (рис. 8.11, а). На участке $t_0—t_1$ происходит травление алюминия, а также некоторое подтравливание фоторезиста. При этом разность хода составляющей, отраженной от поверхности раздела алюминия и фоторезиста, зависит от толщины слоя фоторезиста, поэтому на зависимости (рис. 8.11, б) будут минимумы и максимумы, при этом за время Δt между точками а изменение толщины h составит

$$\Delta h = \lambda / (2n),$$

где λ — длина волны лазера; n — коэффициент преломления.

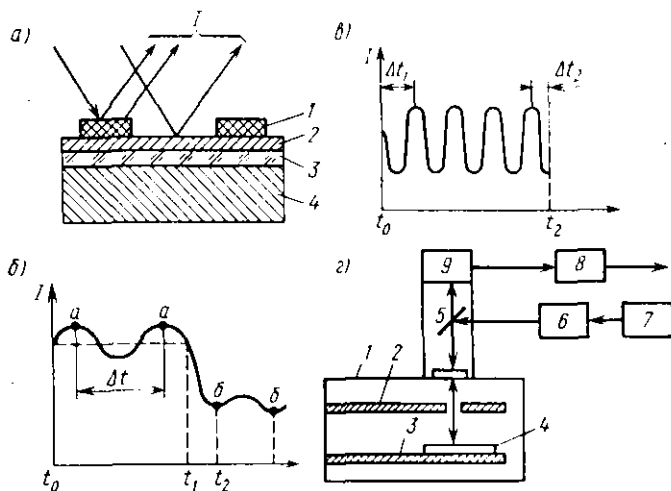


Рис. 8.11. Метод лазерного управления процессом ПХО:

а — обрабатываемая структура; б — временная зависимость светового потока при травлении алюминия; в — временная зависимость светового потока при травлении канавки в кремнии; г — функциональная схема контроллера

В период времени $t_1—t_2$ толщина слоя алюминия уменьшается, он становится прозрачным, а потом стравливается весь. Поэтому интенсивность составляющей, полученной за счет отражения от слоя алюминия, быстро падает. Вместе с ней уменьшается и интенсивность отраженного луча. Для структуры рис. 8.11, а при травлении алюминия обработка заканчивается в момент времени t_2 (после резкого спада интенсивности отраженного луча при уменьшении скорости изменения интенсивности до нуля).

При продолжении обработки за слоем алюминия будет подтравливаться слой оксида кремния. В этом случае, как и в период времени $t_0—t_1$, будет наблюдаться интерференция, обусловленная изменением оптической разности хода составляющей, полученной от поверхности раздела подложка — оксид кремния.

Изменение интенсивности отраженного луча существенно зависит от оптических свойств обрабатываемого материала, а также от состояния поверхности. На рис. 8.11, в приведена временная зависимость интенсивности отраженного луча при травлении изолирующей канавки (щели) в кремниевой подложке. В этом случае травление должно заканчиваться в момент времени t_2 , когда будет достигнута заданная глубина канавки

$$h_s = k \frac{\lambda}{2n} + v \Delta t,$$

где k — целая часть числа $h_s 2n/\lambda$; v — скорость травления; $\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2$ — сумма времени травления в начале до первого максимума интенсивности и после последнего до окончания процесса.

Функциональная схема контроллера ПХО показана на рис. 8.11, г. Здесь в реакционной камере 1 на нижнем электроде 3 лежит обрабатываемая полупроводниковая подложка 4, на которую через отверстие в верхнем электроде 2, полупрозрачное зеркало 5 и расширитель 6 направляется лазерный луч 7. Отраженный луч через полупрозрачное зеркало 5 падает на фотозлемент 9, где преобразуется в напряжение постоянного тока, которое подается в устройство обработки 8.

Достоинство лазерного управления ПХО заключается в том, что интенсивность отраженного луча не зависит от параметров плазмы, давления в реакторе. Кроме того, в отличие от спектрального метода лазерный является локальным, т. е. позволяет управлять обработкой той части пластины, куда направлен луч лазера. Лазерный метод дает информацию о глубине и скорости травления.

Недостаток лазерного управления ПХО заключается в сложности алгоритмов обработки временной зависимости светового потока с учетом деструкции фоторезистивной маски, а также сложного рельефа обрабатываемой пластины.

§ 8.3. Аппаратные средства систем управления ПХО

Выбор структуры системы определяет и набор используемых аппаратных средств. В системах централизованного управления основным элементом является блок управления с микроЭВМ и модулями приема и выдачи дискретной и аналоговой информации, которые воспринимают и выдают унифицированные сигналы постоянного тока (обычно аналоговые 0—10 В, дискретные 0—5 или 0—24 В). Поэтому датчики, измерительные преобразователи и исполнительные элементы объекта должны формировать и воспринимать такие же унифицированные сигналы. Рассмотрим особенности измерительных преобразователей наиболее важных параметров систем управления ПХО (интенсивности спектральных составляющих излучения плазмы, давления и температуры).

Измерительные преобразователи давления. В различных видах ПХО используются широкие диапазоны давлений: от 0,1 до 10 Па при реактивно-ионном травлении, $10-10^3$ Па при плазмохимическом травлении и до 10^3-10^5 Па в устройствах транспортирования и шлюзования. Полностью весь этот диапазон не перекрывается ни одним из известных измерительных преобразователей давления, поэтому каждая установка ПХО содержит несколько преобразователей разных типов.

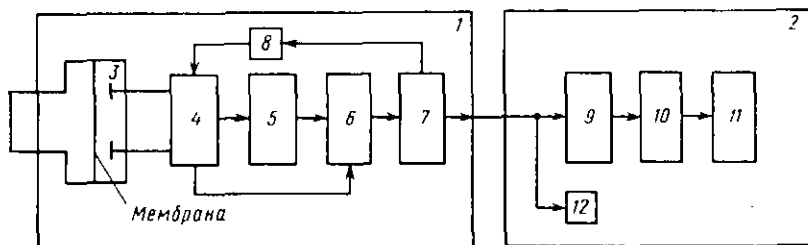


Рис. 8.12. Функциональная схема деформационного вакуумметра ВД-1

Для измерения давления в реакторе наиболее подходят деформационные вакуумметры, в которых давление определяется по деформации чувствительного элемента, например тонкой мембраны, разделяющей объем, где измеряются давление и внутренний объем датчика, давление в котором на несколько порядков ниже нижней границы диапазона измерения. Применение деформационных вакуумметров в оборудовании ПХО обусловлено, во-первых, широким диапазоном измеряемых давлений 0,1— 10^3 Па, во-вторых, устойчивой работой в агрессивных средах и, в-третьих, высокой точностью измерений и независимостью показаний от используемых газов.

На рис. 8.12 показана функциональная схема отечественного деформационного вакуумметра ВД-1. Он состоит из преобразователя давления 1 и индикатора 2, соединенных кабелем. Преобразователь 1 содержит емкостный деформационный первичный измерительный преобразователь (датчик) давления 3, включенный в схему генератора 4. Синусоидальное напряжение с генератора 4, усиленное усилителем 5 и выпрямленное модулятором 6, через усилитель постоянного тока 7 подается на выход преобразователя 1. Звено обратной связи 8 обеспечивает компенсацию нелинейности характеристики давление — напряжение преобразователя 1. Индикатор давления 2 содержит схему автоматического выбора диапазонов измерения 9, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 10, устройство индикации 11 и схему блокировки 12. С помощью схемы 9 и АЦП 10 напряжение 0—10 В преобразуется в код, пропорциональный давлению в Па. Схема блокировки

обеспечивает формирование релейного сигнала при превышении выходным напряжением порогового значения, устанавливаемого переменным резистором на лицевой панели индикатора давления 2.

Параметры мембраны датчика 3 изменяются в процессе эксплуатации, что может привести к дрейфу показаний вакуумметра. Для исключения этого при работе вакуумметра в составе оборудования реактор периодически откачивается до давления на 2—3 порядка меньше нижнего предела измерения, после чего показание вакуумметра резистором на лицевой панели индикатора устанавливается равным нулю. Это позволяет повысить точность измерения. Другим достоинством вакуумметра ВД-1 является линейность выходного напряжения относительно давления, а также наличие цифрового отсчета давления в Па.

Таблица 8.1. Технические характеристики преобразователей ПИ.ТРА

Обозначение модификации	Градуйровочная характеристика ТЭП (ГОСТ 3044—84)	Диапазон измеряемых температур, °С	Класс точности, %
ПИ.ТРА-0/600-001	ХК	0—600	0,10
ПИ.ТРА-0/1100-002	ХА	0—1100	0,05
ПИ.ТРА-0/1300-003	ПП	0—1300	0,05
ПИ.ТРА-300/1600-004	ПР30/6	300—1600	0,05
ПИ.ТРА-300/1250-005	ПР30/6	300—1250	0,05
ПИ.ТРА-0/150-006	ХК	0—150	1,0

Измерительные преобразователи температуры. В оборудовании для ПХО обычно температура не превышает 150°С. В этом диапазоне в качестве первичных измерительных преобразователей могут использоваться как термометры сопротивления, так и термоэлектрические преобразователи (ТЭП). Однако обычно применяются ТЭП, что обусловлено их широким применением во всех видах физико-термического оборудования, а также серийным выпуском прецизионных вторичных измерительных преобразователей, например типа ПИ. ТРА.

Преобразователи ПИ. ТРА (см. табл. 8.1) предназначены для усиления напряжения термо-ЭДС термопреобразователей градуировок ХК, ХА, ПП, ПР30/6 до уровня 0—10 с компенсацией температуры свободных концов в диапазоне 5—50°С.

Преобразователь ПИ.ТРА (рис. 8.13) включает термовыравниватель, компенсатор В2 термо-ЭДС свободных концов ТЭПВ1, суммирующий усилитель постоянного тока А1, фильтр нижних частот Z1 и компаратор К1.

Сигнал с термопреобразователя В1 через термовыпрямитель поступает на усилитель А1, на который также подается напряже-

ние смещения $U_{см}$ и напряжение $U(\theta_c)$. Выходное напряжение усилителя

$$U_{вых} = k_1 U_{вх} + k_2 U(\theta_c) + k_3 U_{см},$$

где

$$k_1 = -\frac{R_{15}}{R_{13}} \left(1 + R_{21} \left(\frac{1}{R_{15}} + \frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_{18}} + \frac{1}{R_{35}} \right) \right)$$

— коэффициент передачи усилителя по первому (термопарному) входу; $k_2 = -R_{21}/R_{16}$ — коэффициент передачи усилителя по второму входу (компенсация термо-ЭДС свободных концов ТЭП); $k_3 = -R_{21}/R_{35}$ — коэффициент передачи по входу смещения.

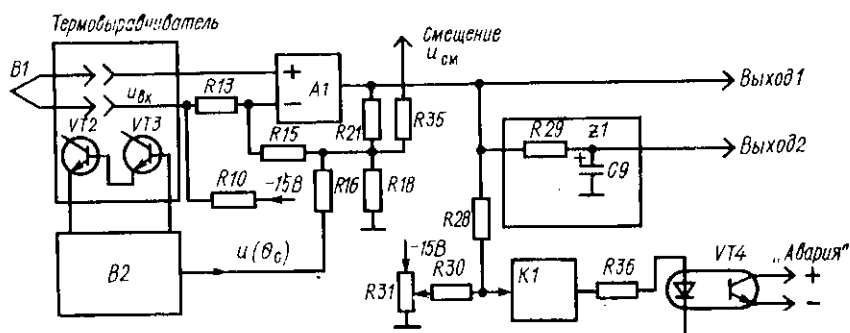


Рис. 8.13. Функциональная схема измерительного преобразователя ПИ.ТРА

Компенсатор В2 термо-ЭДС свободных концов ТП с помощью транзисторных датчиков VT2, VT3 измеряет температуру θ_c свободных концов ТЭП и формирует сигнал поправки $U(\theta_c)$. Для повышения точности компенсации температуры свободных концов рабочий диапазон температуры окружающего воздуха 5—50°C разбит на два кусочно-линейных участка. Это позволяет достигнуть точности компенсации термо-ЭДС свободных концов 0,1—0,15°C.

Напряжение $U_{см}$ смещает переходную характеристику преобразователя, что может быть использовано для сдвига начала отсчета температуры, а также ввода поправок к заданию регуляторов (см. гл. 6). Компаратор К1 служит для формирования сигнала «Авария» в случае обрыва или перегрева ТЭП, когда выходное напряжение преобразователя превышает пороговое значение напряжения $U_{пор}$, установленное резистором R31. При обрыве ТЭП на вход преобразователя через высокоомный резистор R10 поступает отрицательное напряжение, равное приблизительно —15 В, выходное напряжение превышает 10 В, что приводит к срабатыванию компаратора К1 и появлению сигнала «Авария».

Выход «Авария» обычно используется для отключения системы нагрева при превышении установленного порога температуры

(напряжения), а также релейного регулирования температуры объекта при точности регулирования приблизительно 2—5% от верхнего предела измерения температуры.

При построении прецизионных систем регулирования температуры преобразователи ПИ. ТРА целесообразно использовать вместе с цифровыми регуляторами на базе блоков управления «Орион» или аналоговыми регуляторами ПР. ТРА—0,05, как показано в гл. 6.

Преобразователи светового потока контроллеров процесса ПХО. Для достижения высокой точности фиксации окончания процесса ПХО преобразователи светового потока в напряжение постоянного тока должны иметь высокую чувствительность, минимальный уровень собственных шумов и линейную амплитудную характеристику. Из известных фоточувствительных приборов (фоторезисторы, фотодиоды, фотоэлектронные умножители и др.) этому комплексу требований наиболее полно удовлетворяют фотоэлектронные умножители, хотя они по сравнению с другими имеют большие габариты и требуют высоковольтного питания (примерно 1,5 кВ).

Типичная схема включения фотоэлектронного умножителя приведена на рис. 8.14, б. На нем обозначено: L1 — фотоумножитель, R5 и R15 — сопротивления нагрузки его электродов. Канал усиления образуют фильтры C5 R18; R20 C6 и усилитель D5. Резистор R19 используется для выбора рабочей точки. Для контроля питания служит делитель напряжения R16 R17. Основные особенности преобразователей светового потока рассмотрим на примере отечественного контроллера ИУП-5 (рис. 8.14). Контроллер предназначен для управления процессом ПХО спектральным методом, рассмотренным в § 8.2, в составе систем централизованного управления. Так как в этом случае алгоритмы управления формирует ЭВМ блока управления, то контроллер содержит только преобразователи светового потока и некоторые элементы первичной обработки информации.

Контроллер ИУП-5 (рис. 8.14, а) состоит из оптической головки 1 и соединенного с ней блока обработки 2. Оптическая головка 1 крепится к окну реактора (см. рис. 8.10), а блок обработки 2 устанавливается в шкафу управления. Оптическая головка 1 содержит полупрозрачное зеркало 3, регулируемые диафрагмы 4, оптические фильтры 5 и усилители 6. Блок обработки 2 содержит модулятор D1.1, усилитель D3, демодулятор D1.2, интегратор D4, резисторный оптрон V1 и генератор D2. Контроллер работает следующим образом. Световой поток I через окно в реакторе падает на полупрозрачное зеркало и разделяется на два потока I_x , I_y , каждый из которых через диафрагмы 4, фильтры 5 поступает на усилители 6 (рис. 8.14, а), где преобразуется в напряжение постоянного тока U_x U_y 0—1 В. В блоке обработки 2 эти напряжения фильтруются, усиливаются до уровня 0—10 В, а также

масштабируются. Кроме того, предусмотрена автоматическая регулировка канала усиления. Для этого напряжение U_y подается на вход усилителя D3 непосредственно, а U_x — через модулятор 1.1. Постоянная составляющая выходного напряжения усилителя D3 сравнивается с выходным сигналом интегратора D4 с заданным значением $U_{пор} \approx 1$ В. Если выходное напряжение отличается от $U_{пор}$, то выходное напряжение интегратора изменяется, что при-

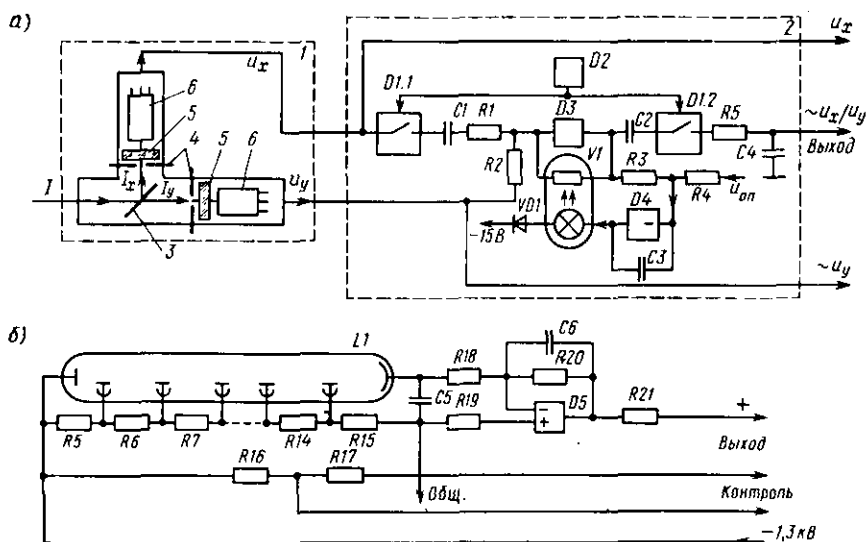


Рис. 8.14. Контроллер ИУП-5 процесса ПХО:
а — функциональная схема; б — принципиальная схема усилителя

водит к изменению светового потока излучения и сопротивления R_0 резистора оптрона. В результате в усилителе D3 установится постоянное напряжение

$$U_3 = -\frac{R_3}{R_4} U_{он}.$$

С другой стороны,

$$U_3 = -\frac{R_0}{R_2} U_y.$$

При этом напряжение на выходе блока 2 после фильтра R_5-C_4 будет

$$U_{вых} = U_x k_m k_{дм} \left(-\frac{R_0}{R_1} \right),$$

где $k_m = k_{дм}$ — коэффициенты передачи модулятора и демодулятора.

Подставив в последнее выражение значение R_0 из предыдущих выражений, получим

$$|U_{\text{max}}| = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \frac{U_{\tau}}{U_y}.$$

Таким образом, усиление по каналу U_x масштабируется по величине сигнала U_y . В этом случае диапазон работы автоматической регулировки усиления (АРУ) определяется параметрами оптрона V1 и модулятора D1.1 и при использовании оптронов ОЭП-2 и ключей серии КР590 составляет от 100 до 1000, что говорит о преимуществе схемы АРУ (рис. 8.14, б) по сравнению с ее реализацией на аналоговых делителях, например, серии КР525.

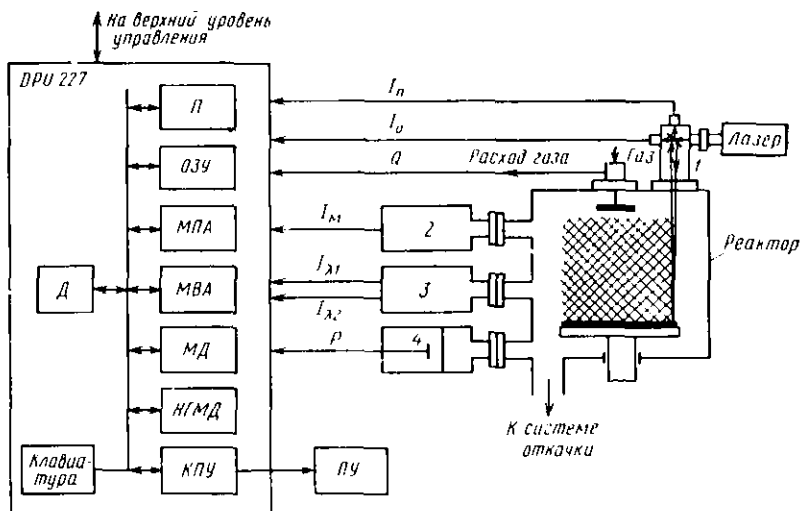


Рис. 8.15. Функциональная схема контроллера MULTISEM процесса ПХО

В настоящее время наиболее совершенным контроллером процесса ПХО является система MULTISEM фирмы «SOFIE INSTRUM» (Франция). Этот контроллер (рис. 8.15) содержит устройство цифрового управления DPU 227, к которому подключаются установленные на реакторе лазерная 1, квадрупольная 2, спектральная 3 головки, а также подается информация о величине расхода Q газов, поступающих в реактор, и давление P в реакторе с деформационного вакуумметра 4. Результаты измерений из устройства DPU 227 могут выводиться на печатающее устройство (ПУ).

Аналоговые сигналы с головок, пропорциональные интенсивности отраженного (I_o) и падающего (I_n) лучей лазера, интенсивности спектральных составляющих $I_{\lambda 1}$, $I_{\lambda 2}$ излучений плазмы на

длинах волн λ_1, λ_2 , а также давлению P , расходу газа Q , и сигнал I_m с квадрупольной головки через МПА поступают в ОЗУ. Для повышения точности измерения малых изменений интенсивности в лазерной I и спектральной I головках в контроллере предусмотрена возможность смещения уровня их выходного напряжения подачей постоянного напряжения с МВА, с последующим увеличением усиления в МПА до полного диапазона входных сигналов АЦП. Значения напряжения смещения, а также коэффициента усиления МПА задаются программно, что позволяет изменять их в процессе обработки, например при переходе на другую стадию и т. п. Другой особенностью контроллера является использование в спектральной головке I в качестве фильтров малогабаритных монохроматоров с приводом на шаговых двигателях. Это позволяет программно изменять длину волны λ_1, λ_2 анализируемых участков спектра излучения плазмы, кроме того, делает контроллер незаменимым при отладке технологических процессов. Управление шаговыми двигателями монохроматоров производится программно через дискретные выходы модуля МД. Остальные входы и выходы этого модуля используются для обмена с агрегатом ПХО или вышестоящей системой управления (команды «Конец обработки» и др.). Информация о величинах давления и расхода может использоваться для компенсации влияния изменения расхода газов и давления в реакторе на интенсивность $I_{\lambda_1}, I_{\lambda_2}$ сигналов спектральной и I_m квадрупольной головки.

Программное обеспечение контроллера DPU 227 предоставляет следующие возможности:

- фильтрация сигналов головок из шумов;
- регулировка усиления сигнала головок до полного использования диапазона (шкалы) АЦП;
- смещение сигнала головок на заданную величину;
- умножение, деление, вычитание любых двух аналоговых сигналов;
- нормализация (перевод в проценты всех сигналов относительно выбранного I_0);
- построение гистограммы;
- одновременное управление в реальном времени несколькими процессами;
- вывод на дисплей величин сигналов, параметров процесса, а также кривых изменения сигнала;
- формирование сигнала окончания процесса обработки.

Возможности системы MULTISEM, как правило, существенно перекрывают требования к ней при работе в составе установок ПХО, поэтому с целью уменьшения стоимости установок они оснащаются неполным набором головок, например спектральной и лазерной, а полный набор головок используется только при отладке технологии.

В качестве примера аналоговой реализации аппаратных средств децентрализованного управления рассмотрим систему управления давлением с помощью регулятора MKS-252 фирмы «MKS» INSTRUMENTS (Англия), показанную на рис. 8.16. Здесь на регулятор подается задающее воздействие (напряжение постоянного тока U_3), а также напряжение U с измерительного преоб-

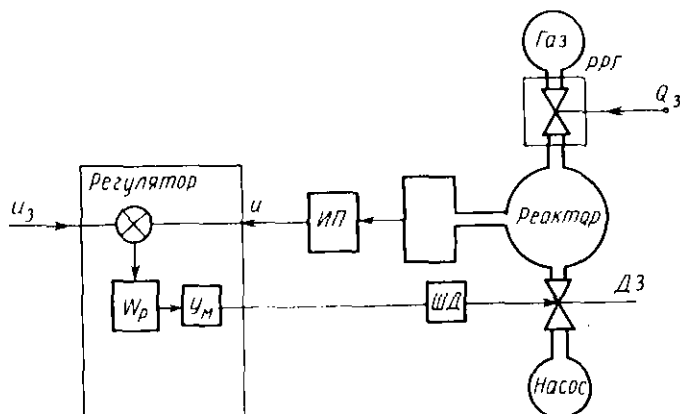


Рис. 8.16. Функциональная схема системы регулирования давления в реакторе с помощью регулятора MKS-252

разователя (ИП), пропорциональное давлению в реакторе. Исполнительным элементом является шаговый двигатель (ШД), изменяющий проходное сечение откатной магистрали с помощью дроссельной заслонки (ДЗ). Основным возмущением для системы управления являются газообразные реагенты, поступающие в реактор через регулятор расхода газа (РРГ). Величина расхода газов, поступающих в реактор, устанавливается задающим воздействием Q_3 , которое во время проведения процесса изменяется либо скачком, либо по линейному закону. Особенность исполнительного элемента заключается в нелинейности амплитудной характеристики (угол поворота заслонки — производительность от качки), а также необходимости его реверсирования (изменения направления вращения шагового двигателя). Передаточная функция ШД представляется интегрирующим звеном. Эти особенности учитываются в регуляторе MKS-252.

§ 8.4. Программное обеспечение систем управления оборудованием ПХО

Общий объем затрат на разработку программного обеспечения (ПО) существенно зависит от структуры СУ. Так, при централизованном управлении программное обеспечение (ПО) обычно бывает сложнее, чем при децентрализованном, так как в послед-

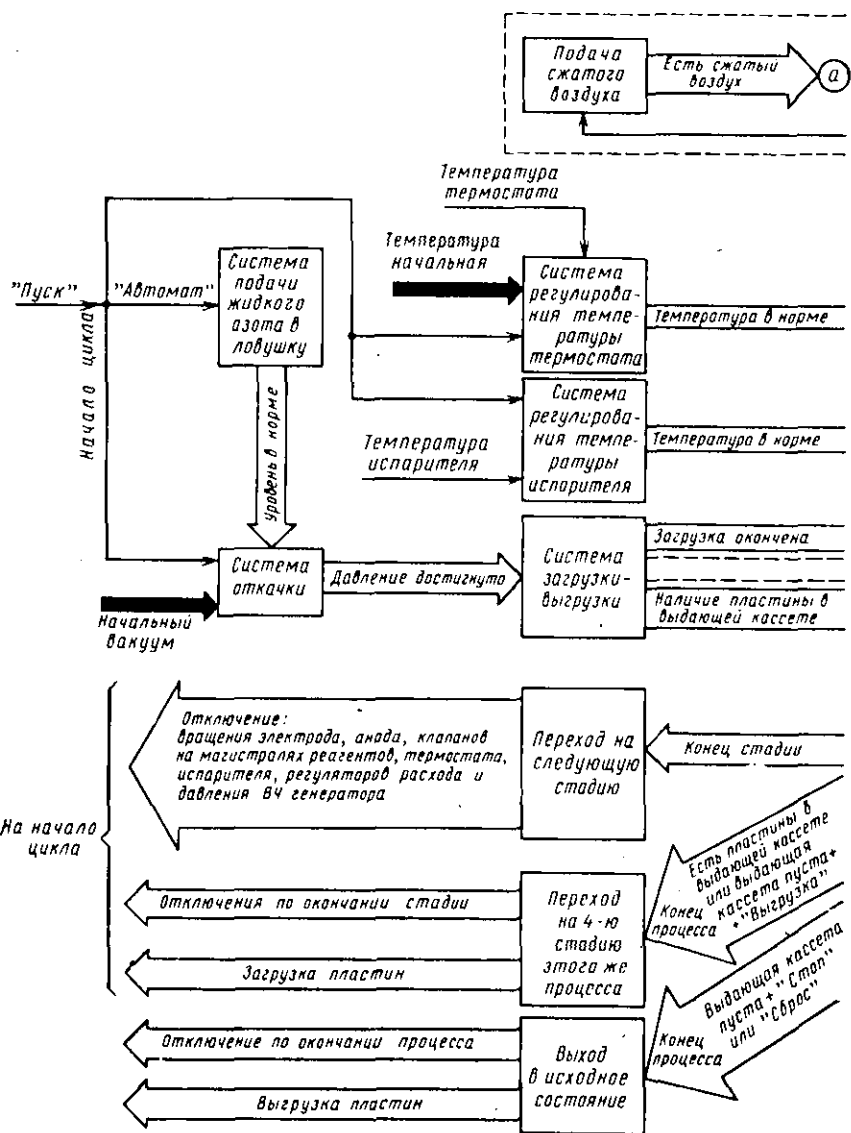
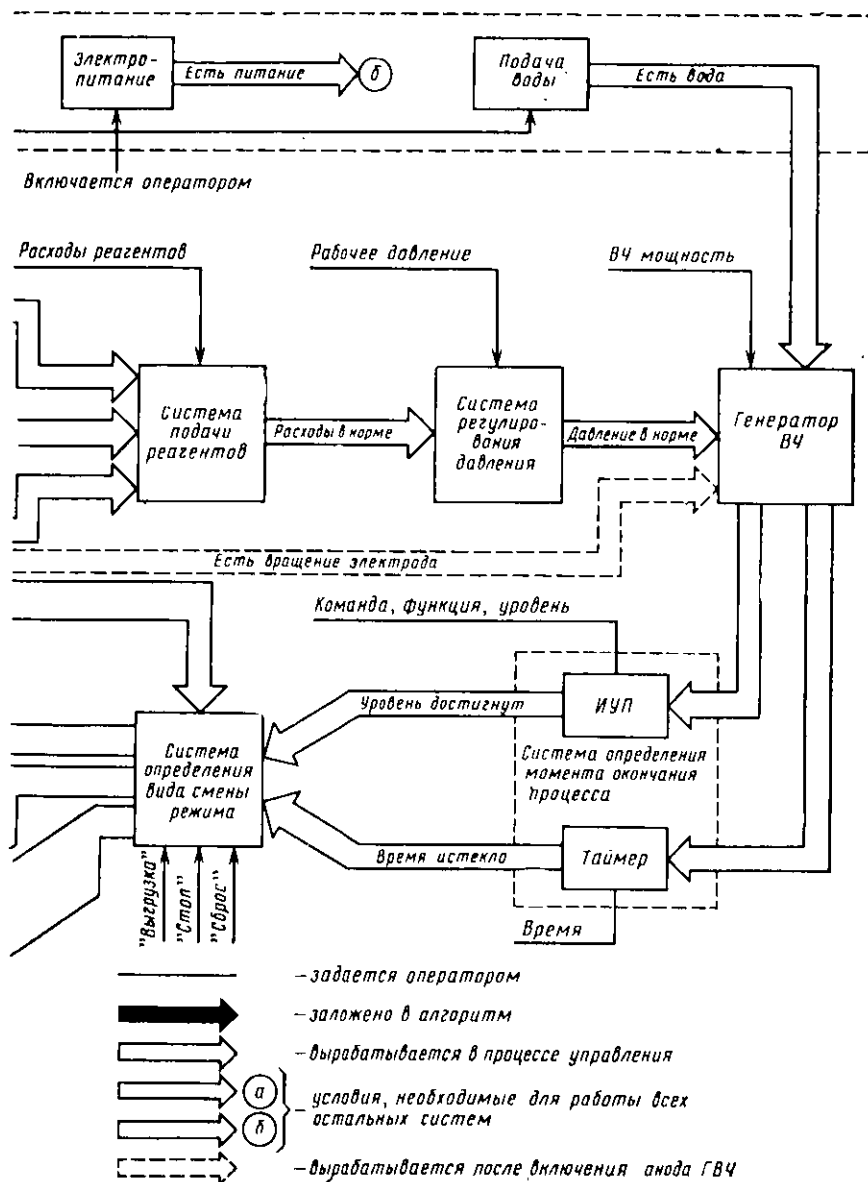


Рис. 8.17. Функциональная схема программного обеспечения установки 08ПХТ.



100/10-006

нем случае задача разработки ПО установки распадается на ряд более простых задач разработки ПО подсистем управления агрегатами. Поскольку ПО является неотъемлемой частью СУ, оно должно удовлетворять всем требованиям, предъявляемым к системам управления, сформулированным в § 8.2. Вопросы построения ПО не представляется возможным рассмотреть в рамках одного параграфа, поэтому остановимся только на требованиях, предъявляемых к ПО оборудования ПХО, а также вариантах его реализации в конкретных установках.

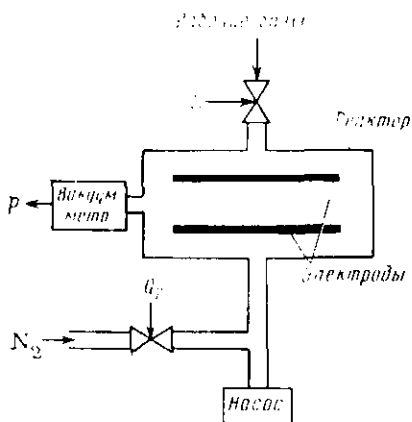


Рис. 8.18. Функциональная схема регулирования давления в установке 08IIXT-100/10-006

Темпы развития технологии микроэлектроники весьма высоки, и часто требуется в используемом оборудовании изменять режимы и циклограмму процесса обработки, поэтому при анализе и разработке ПО необходимо оценивать его гибкость с точки зрения возможности оперативного внесения изменений в циклограмму работы установок, модернизации отдельных их агрегатов.

На ранних этапах внедрения средств выч. длительной техники и системы управления ПХО для

каждой установки создавалось специальное ПО, где полностью задавались варианты циклограммы ее работы, а пользователь (технолог) в диалоговом режиме мог только изменить параметры режима обработки (расходы газов, температуру, мощность ВЧ-генератора, давление в реакторе и др.). В качестве примера на рис. 8.17 приведена структурная схема ПО первой отечественной установки ПХО с микропроцессорным управлением 08IIXT-100/10-006. Здесь прямоугольниками обозначены программные блоки, например управления загрузкой-выгрузкой, регулирования температуры, давления и др. Стрелками показано взаимодействие блоков, а надписи дают условия переходов и взаимные связи блоков. Каждый из блоков рис. 8.18 реализует достаточно сложные алгоритмы. Покажем это на примере системы регулирования давления, функциональная схема которой показана на рис. 8.18. Здесь давление P измеряется вакуумметром, а регулирование производится изменением подачи насоса подачей в откачивающую магистраль азота с расходом

$$Q_2(i) = k_n [P(i) - P_3] + \frac{1}{T_n} \sum (P(i) - P_3),$$

где P_2 — задающее воздействие (задание) по давлению; k_n — коэффициент пропорциональности; T_n — постоянная времени интегрирования.

Из последнего выражения видно, что в системе регулирования давления реализован пропорционально-интегральный закон управления. Кроме того, в блоке предусмотрен допусковой контроль давления

$$|P(i) - P_3| \leq \Delta P,$$

где ΔP — допустимое значение погрешности регулирования давления.

Аналогичный закон управления используется в блоках регулирования температуры термостата и испарителя, в системе подачи реагентов. При этом в отличие от описанной системы до формирования управляющего воздействия производится линеаризация градуировочных характеристик используемых измерительных преобразователей.

Как видно из рис. 8.17, оператором задаются только следующие параметры технологического процесса: температура термостата и испарителя, расходы реагентов, рабочее давление, ВЧ-мощность, параметры подсистемы определения момента окончания процесса обработки (команда, функция, уровень, время).

Управление работой установки осуществляется с помощью следующих команд оператора: «Пуск»; «Стоп»; «Сброс»; «Выгрузка».

При этом неизменная часть ПО, в частности блоки ПО, показанные на рис. 8.18, хранится в ПЗУ, а массив входных сигналов и выходных управляющих воздействий вместе с командами оператора хранится в ОЗУ блока управления. Поэтому оператор может изменять только указанные выше технологические параметры процесса обработки, а также режимы работы установки путем формирования указанных выше команд. В условиях быстрого изменения технологии это снижает возможности быстрого перехода установки на не запрограммированные при ее разработке технологические процессы, так как для изменения структуры циклограммы разработчик ПО должен составить и отработать новое ПО, что требует больших затрат времени и является существенным недостатком такого построения ПО. Не может его исключить и создание ПО (типа МЕНЮ), включающего в себя несколько разных циклограмм процесса обработки, так как не дает гарантии, что заложенный набор циклограмм является полным.

Единственный способ исключения этого недостатка состоит в разделении процесса разработки ПО на два этапа. На первом этапе разработчик оборудования разрабатывает базовое ПО, включающее описание необходимых блоков ПО (регулирования, определения момента окончания процесса обработки, управления ВЧ-генератором, дискретного управления и др.), характерных для некоторого класса оборудования, например ПХО. На втором эта-

не пользователь программирует в диалоговом режиме необходимую циклограмму процесса обработки с помощью блоков ПО путем назначения каждому блоку массива входных и выходных переменных (программирование структуры СУ), а потом определяет последовательность и длительность их работы (программирование циклограммы). Такое построение ПО позволяет существенно повысить гибкость СУ в условиях непрерывного совершенствования технологических процессов. Однако такой подход выдвигает и новые проблемы:

должен быть исключен несанкционированный доступ оператора в ПО, особенно к синтезу структуры СУ, при сохранении возможности изменения технологических параметров процесса обработки;

базовое ПО должно быть понятным для обслуживающего персонала, не знакомого с программированием.

Эти две проблемы существенно усложняют разработку базового ПО. Несанкционированный доступ обычно предотвращают введением в блок управления ключей либо пароля, при этом программирование разрешается только в требуемом положении ключа либо сообщением установленного пароля. Вторая проблема обычно решается разработкой базового языка, наиболее понятного для пользователя.

Из известных технических средств микропроцессорного управления базовые языки первоначально были разработаны для программируемых контроллеров (ПК). Эти контроллеры были предназначены для замены релейных устройств, а также бесконтактной жесткой логики, поэтому в них использовали релейный либо булев язык, как наиболее приемлемый для пользователя.

С помощью приведенных основных элементов релейного и булева языка теоретически можно запрограммировать любой сколь угодно сложный алгоритм дискретного управления. Однако процесс программирования в этом случае будет длительным и сложным. Поэтому для упрощения программирования базовый язык ПК дополняется более сложными процедурами, например таймерами, счетчиками, сдвигающими регистрами и др. Это позволяет пользователю, незнакомому с основами программирования, легко освоить программирование сложных алгоритмов управления. Однако даже с учетом расширения базового языка обычные ПК не удается использовать для управления технологическим оборудованием микроэлектроники, так как эти объекты управления кроме обработки дискретных сигналов требуют значительного количества аналоговых сигналов по алгоритмам, которые трудно представить средствами булева языка (алгоритмы ПИД-регулирования, алгоритмы комбинированного управления и др.). Но подход, разработанный для ПК, может быть полезен и в этом случае и позволяет создавать язык пользователя для определенного класса оборудования. Так, французская фирма «SEMY ENGINEE-

RING» разработала весьма развитый язык для диффузионного оборудования. Этот язык содержит следующие процедуры (программные блоки):

- ПИД-регулирования температуры в трех точках рабочей тепловой зоны, похожую на описанную в гл. 6;

- допускового контроля ошибки регулирования по двум программируемым значениям допуска;

- регулирования температуры в рабочей зоне по температуре нагревателя с помощью таблиц профилирования;

- автоматического профилирования по шести уровням температуры;

- условного и безусловного переходов на запрограммированный интервал;

- запуска программы с указанного интервала;

- программируемого включения контуров регулирования на запрограммированных интервалах;

- линейного или ступенчатого изменения задающего воздействия контуров в пределах интервала и др.

Использование этого языка позволяет пользователю диффузионного оборудования в диалоговом режиме оперативно видоизменять систему управления под требуемый технологический процесс, что увеличивает гибкость оборудования, расширяет его функциональные возможности, а также позволяет просто его модернизировать в пределах возможностей языка. Очевидно, такие же преимущества будет иметь и язык для ПХО, элементы которого должны отражать основные особенности этого класса оборудования. С учетом выделенных в § 8.2 подсистем этот язык должен содержать следующие программируемые блоки:

- управления ПХО лазерным методом;

- управления ПХО спектральным методом;

- управления ВЧ-генератором;

- ПИД-регулирования температуры, давления;

- линеаризации градировочных характеристик используемых измерительных преобразователей;

- допускового контроля контуров регулирования;

- программирования включения контуров на заданный интервал;

- операций булева языка (для управления дискретными агрегатами объекта, например системой загрузки—выгрузки);

- линейного или ступенчатого изменения задающего воздействия в пределах одного интервала;

- задания временной последовательности интервалов работы объекта управления;

- условного и безусловного переходов на запрограммированный интервал;

- запуска программы с указанного интервала.

§ 8.5. Системы автоматического управления ПХО

Установка плазмохимического травления 08ПХТ-100/10-006. Эта установка — одна из первых отечественных серийных установок ПХО с микропроцессорной системой управления. Она предназначена для проведения процесса плазмохимического травления слоев поликристаллического кремния, Si_3N_4 , SiO_2 , Al, AlS. Внешний вид установки показан на рис. 8.19. Конструктивно установка

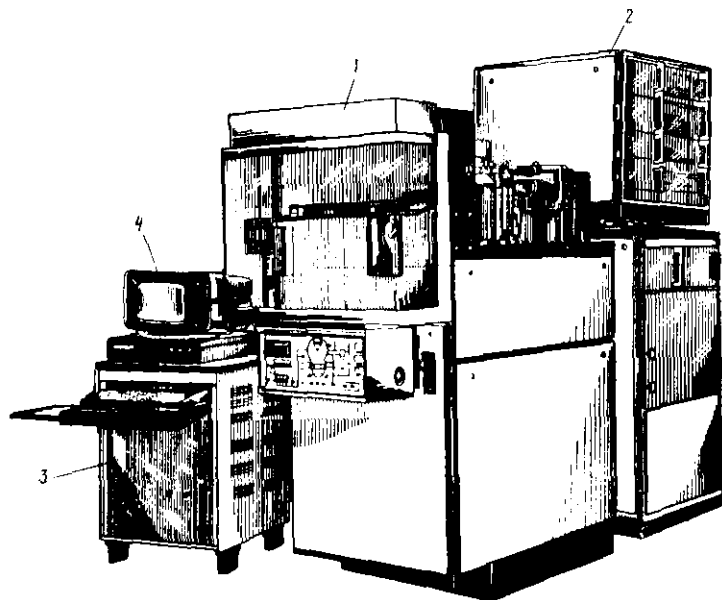


Рис. 8.19. Внешний вид установки 08ПХТ-100/10-006

состоит из агрегата плазмохимической обработки 1 и шкафа управления 2 с блоком управления «Орион-3» 3 и дисплеем 4. Установка выполняет групповую обработку пластин. Максимальная загрузка — 10 шт. По структуре система управления относится к централизованным (см. рис. 8.8). Блок управления размещен в шкафу управления, а исполнительные элементы и датчики объекта управления — в агрегате ПХО. Агрегат ПХО соединяется со шкафом управления с помощью кабелей. В агрегате ПХО расположены следующие узлы и подсистемы установки: загрузки-выгрузки, ВЧ-генератор, газовый блок, система откачки, контроллер процесса обработки, термостат, испаритель.

Рассмотрим основные конструктивные особенности этих узлов. Механизм загрузки-выгрузки выполнен в соответствии с рис. 8.5, а. На заземленном электроде располагаются до 10 пластин диаметром 100 мм. Для уменьшения разброса технологических пара-

метров обрабатываемых пластин в процессе обработки электрод равномерно вращается с помощью шагового двигателя. Управляющие воздействия на шаговый двигатель формируются с помощью блока ШД. Переукладчик пластин (рука) вращается двигателем переменного тока РД-0,9. Привод кассет и резиновых пасиков также выполнен на двигателях переменного тока. Привод остальных механизмов пневматический, для чего в пневмоцилиндры через электромагнитные клапаны подается сжатый воздух. Для точной фиксации положения электрода на его оси установлены датчики положения, дискретные сигналы с которых подаются в систему управления. Переукладчик пластин фиксируется в положениях Π_0 — Π_5 механическим фиксатором, кроме того, формируется дискретный сигнал положения, который используется в системе управления. Так как блок управления «Орион-3» не содержит ключей переменного тока для управления двигателями, то ключи выполнены в виде отдельных вставных модулей, размещенных в агрегате ПХО. Управление ключами производится дискретными сигналами с модулями МОО-3 блока управления «Орион-3».

Высокочастотный генератор установки работает на частоте 440 кГц. Он выполнен в виде отдельного блока. Включается генератор с помощью дискретных сигналов блока управления «Орион-3». Значение мощности задается аналоговым напряжением 0—10 В. Информация о действительном значении мощности выдается с генератора в виде напряжения 0—10 В.

Газовый блок содержит пять магистралей подачи технологических газов, четыре из них используются для технологических операций, а одна — для регулирования давления в реакторе в соответствии с рис. 8.19. Задания расходов газов устанавливается блоком управления в виде напряжений 0—5 В, а информация о текущем значении расхода газа поступает в виде напряжения 0—10 В. Включение магистралей производится дискретными сигналами с блока управления «Орион-3».

Система откачки включает два механических насоса ВМ-18, один из которых откачивает объем реактора, а второй — шлюз (см. рис. 8.5, а). Давление в реакторе изменяется деформационным вакуумметром типа «Манотрон», а в шлюзе — термораным вакуумметром ВТЗ-003. Для исключения попадания масла из насоса в реактор и химически агрессивных газов из реактора в насос между реактором и механическим насосом включена ловушка, охлаждаемая жидким азотом. Давление в реакторе регулируется в соответствии со схемой на рис. 8.18 привод механизмов системы откачки (двери шлюза, вакуумные затворы и др.) — пневматический, управляется посредством электромагнитных клапанов от блока управления «Орион-3».

Установка 08ПХТ-100/10-006 оснащена двумя контроллерами ИУИ-1 спектрального типа, каждый из которых воспринимает

одну спектральную составляющую излучения плазмы. В качестве чувствительного элемента контроллеров используются фотодиоды ФД-7К. В остальном контроллеры реализованы в соответствии с функциональной схемой рис. 8.10, а.

Термостат предназначен для термостатирования нижнего электрода, на котором располагаются обрабатываемые подложки. Для этого теплоноситель (этиленгликоль) циркулирует от термостата по внутренним каналам электрода, а температура теплоносителя в термостате поддерживается на заданном уровне с помощью нагрева либо охлаждения путем пропускания холодной воды. В первом случае производится нагрев резистивным нагревателем от сети переменного тока через регулятор мощности, показанный на рис. 4.18. Температура теплоносителя измеряется преобразователем ПИ.ТРА-0/150-006 (см. рис. 8.13).

Испаритель предназначен для испарения жидких реагентов, например четыреххлористого углерода, перед подачей их в реактор. Для этого колба с реактором нагревается до заданной температуры, а поток газообразного реагента в реактор регулируется регулятором расхода газа РРГ-6. Нагрев и измерение температуры производятся так же, как в термостате.

Программное обеспечение установки 08ПХТ-100/10-006 (см. рис. 8.18) является специализированным типа «Меню». ПО содержит шесть вариантов циклограмм, каждая из которых может иметь до пяти технологических интервалов, имеющих разные значения расходов газа, мощности, длительности и других технологических параметров. Кроме того, ПО включает управление подготовкой установки к работе, отключение ее после окончания обработки пластин, а также обширную диагностику состояния системы. Хранение диагностических сообщений в энергонезависимом ОЗУ облегчает поиск неисправностей при отказе системы управления.

Двухреакторная установка GIR-220. Установка предназначена для параллельной обработки пластин, при этом в одной головке можно проводить реактивно-ионное травление, а в другой — плазмохимическое. Упрощенная кинематическая схема установки показана на рис. 8.7, а. Основным элементом установки является транспортный диск 2, на котором имеются три позиции (P_1 , P_3 , P_4) для пластин. При этом на позиции P_1 производится загрузка-выгрузка, на позициях P_3 , P_4 — обработка. Пластины перемещаются поворотом диска по часовой стрелке.

В установке предусмотрено уплотнение между транспортным диском и обрабатывающими головками. Это позволяет проводить в головках разные процессы (при разных давлениях, расходах реагентов и др.). Для этого каждая головка имеет отдельную откачную систему, ВЧ-генератор, блок газовый и контроллер процесса. В остальном состав установки GIR-220 не отличается от рассмотренного выше.

Система управления построена по принципу централизованного управления (рис. 8.20). Блок управления, так же как «Орион-3», построен по модульному принципу.

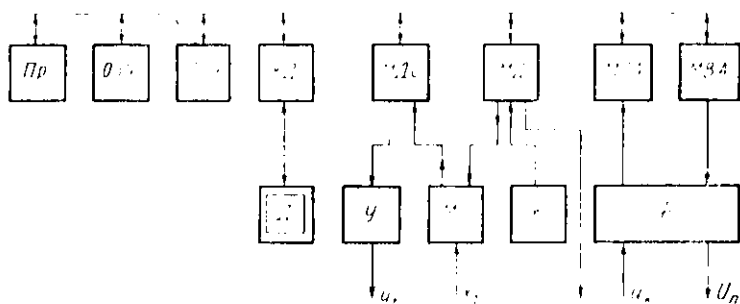


Рис. 8.20. Функциональная схема блока управления установки GIR-220. Буквами обозначены модули:

Пр — процессор; ОЗУ — оперативное запоминающее устройство; ПЗУ — постоянное запоминающее устройство; КД — контроллер дисплея; МДС — дискретный силовой (дискретные силовые входы — выходы); МД — дискретный (дискретные входы — выходы); МПА — прием аналоговый; МВА — выдачи аналоговый; Д — дисплей; У — усилитель; МС — мнемосхема; К — клавиатура; Ф — фильтр

Выходы МДС через усилитель (У) управляют включением насосов, захватов и др. Входы и выходы модулей МДС, МД подключены к мнемосхеме (МС), а также клавиатуре (К). Аналоговые сигналы подаются и снимаются с блока управления через фильтр (Ф).

Сравнивая этот блок управления с отечественным блоком «Орион-3», видим, что эти блоки по своим возможностям примерно равны. ПО установки GIR-220 построено аналогично (по типу «Меню»), поэтому системы управления установок GIR-220 и 08ПХТ-100/10-006 однотипны и отличаются только реализацией отдельных подсистем. Так, регулирование давления в реак-

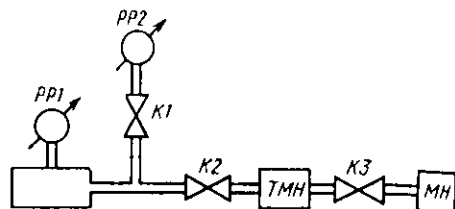


Рис. 8.21. Функциональная схема калибровки деформационного вакуумметра в установке GIR-220

торе выполнено по структурной схеме рис. 8.16 с помощью регулятора MKS-252. Это позволяет по сравнению с установкой 08ПХТ-100/10-006 исключить расход балластного газа.

Другой особенностью установки GIR-220 является автоматическая компенсация нуля деформационного вакуумметра PP1 в соответствии со структурной схемой рис. 8.21. Для этого в систему введен магнитный вакуумметр PP2. Работа схемы происходит

следующим образом. Через открытые затворы К1—К3 механическим МН и турбомолекулярным ТМН насосами газ из реактора откачивается до давления по вакуумметру РР2 примерно на два порядка меньше нижнего предела вакуумметра РР1. При этом запоминается выходное напряжение вакуумметра РР1, и в дальнейшем это значение напряжения вычитается из выходного напряжения, что обеспечивает компенсацию смещения нуля. При необходимости эта операция периодически повторяется. После ее окончания затвор К1 закрывается, что исключает воздействие агрессивных сред на вакуумметр РР2.

Контрольные вопросы

1. Какие преимущества имеет высокочастотный разряд в базах по сравнению с разрядом на постоянном токе? 2. Какие физические и химические механизмы используются в обработке полупроводниковых пластин в плазме? 3. Какие достоинства и недостатки имеют поштучная и групповая обработка? 4. Перечислите основные требования к системе управления оборудованием плазмохимической обработки. 5. Какие преимущества имеют системы децентрализованного управления по сравнению с системами централизованного управления? 6. Какому условию должен удовлетворять объект управления для создания эффективной системы децентрализованного управления? 7. Какие методы используются для определения момента окончания процессов плазмохимической обработки? 8. Перечислите основные подсистемы систем управления плазмохимическим оборудованием. 9. Какие преимущества дает применение деформационных вакуумметров в плазмохимическом оборудовании? 10. Поясните функциональными схемами способы регулирования давления в реакторах плазмохимического оборудования. 11. Какие языки используются при программировании процесса обработки в плазмохимическом оборудовании? 12. Нарисуйте и поясните функциональную схему компенсации смещения нуля деформационного вакуумметра в установке GIR-220. 13. Поясните по функциональной схеме работу схемы автоматической регулировки усиления контроллера ПУИ 5. 14. Поясните работу транспортных механизмов, используемых в оборудовании плазмохимической обработки.

ГЛАВА 9

СРЕДСТВА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ МИКРОКЛИМАТОМ

§ 9.1. Требования к параметрам технологического микроклимата

Изготовление ИМС, обеспечение приемлемого процента выхода годных изделий, их высокой надежности возможно только при условии обеспечения требуемых параметров технологического микроклимата. Под микроклиматом как технологической средой, участвующей в процессе изготовления ИМС, подразумевается атмосферный воздух, в котором находятся пластины как во время проведения технологических операций (например, операции контроля), так и между ними (например, перед загрузкой в ванны химобработки, в установки плазмохимической обработки, магне-

тронного распыления, диффузионные печи и т. д.). Определяющими параметрами микроклимата являются: запыленность воздушной среды, т. е. степень насыщенности ее аэрозолями; температуры воздушной среды; относительная влажность воздушной среды.

Не менее важным параметром микроклимата является скорость потоков воздушной среды, так как выбор оптимальных скоростей потоков, обеспечение их ламинарности имеют немаловажное значение в формировании требуемых уровней запыленности и температурно-влажностных режимов атмосферы.

Требования к каждому из этих параметров различны и зависят в основном от выполняемых операций, однако в связи с тем, что на оборудовании работают люди, выполняющие эти операции, параметры микроклимата должны удовлетворять как условиям производства изделий, так и санитарно-гигиеническим нормам, необходимым для нормальной жизнедеятельности человека. На воспроизводимость многих процессов большое влияние оказывают не только абсолютное значение параметров температуры и влажности, но и их постоянство в течение времени проведения процесса. Изменение температуры приводит к изменению электрофизических свойств материалов массопереноса, ионизации примесей, миграции примесей по поверхности и в объеме материалов, к изменению физико-механических свойств материалов, хода химических реакций в материалах и т. д. В технологических процессах изготовления ИМС наиболее чувствительны к температуре операции изготовления фотошаблонов, фотолитографии, загонки примесей с применением жидких диффузانتов и легирующих примесей и т. д.

Влажность атмосферы во многих фазах производства ИМС должна поддерживаться с соблюдением жестких допусков. Атмосферная влага взаимодействует в первую очередь с поверхностью обрабатываемых изделий, так как одновременно с адсорбцией молекул воды из воздуха на поверхности адсорбируются и молекулы растворенных в воде кислот и щелочей, находящихся в воздухе. При повышенной относительной влажности атмосферы (выше 40%) становятся неустойчивыми процессы фотолитографии вследствие изменения адгезии фотослоя к подложке и ухудшения растекания фоторезиста по пластине при центрифугировании. Пониженная относительная влажность атмосферы (ниже 20%) также нежелательна, так как некоторые типы фоторезистов, особенно позитивные, требуют небольшого количества влаги в атмосфере при экспозиции и в фазе проявления. Кроме того, возникает проблема статического электричества, которая значительно возрастает в помещениях при относительной влажности ниже 20%. Тем более нежелательно одновременное повышение температуры и влажности. Это воздействие помимо указанных выше явлений может вызвать такие, как электрохимическая (гальваническая),

электролитическая, контактная коррозия металлов. В соответствии с ГОСТ 12.1.005—76 для категории работ «Легкая-1» устанавливаются допустимые значения относительной влажности воздушной среды (45 ± 5); (50 ± 5); (50 ± 10) % в пределах оптимальных норм 40—60 %.

В соответствии с этим же ГОСТом устанавливаются допустимые значения точности поддержания температуры воздушной среды $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $2,0^\circ\text{C}$ в пределах оптимальных норм $20—25^\circ\text{C}$ ($20—23^\circ\text{C}$ в холодный и переходный период года; $22—25^\circ\text{C}$ в теплый период года).

Указанные классы влажности и температуры не относятся к рабочим местам с термическим оборудованием.

Таблица 9.1. Требования к разработке БИС ОЗУ
большой информационной емкости

Емкость ОЗУ, бит	Расстояние между линиями на пластине, мкм	Минимальный критический диаметр частиц загрязнений, мкм
16К	4,0	0,4
64К	2,5	0,3
256К	1,5	0,17
1М	0,9	0,09
4М	0,5	0,05

Важнейшим условием получения кристаллов сверхвысокой степени интеграции (СВИС) является снижение уровня загрязнений обрабатываемых кремниевых пластин. Загрязнения (или, правильнее, микрозагрязнения в форме инородных микрочастиц) в значительной степени снижают выход годных СВИС и их надежность. Особенно существенно влияние микрозагрязнений на таких ответственных операциях обработки пластин, как фото- или электронная литография. В табл. 9.1 представлены требования, предъявляемые к разработке БИС ОЗУ большой информационной емкости по расстоянию между линиями на пластине и по минимальному «критическому размеру» частиц загрязнений.

Источники загрязнений микрочастицами ИМС с достаточной достоверностью можно разделить на пять групп: воздух производственных помещений — 5—10%; персонал — 30—40; оборудование — 20—30; технологические газы и жидкости — 5—10%. Таким образом, человек, чье присутствие в настоящее время необходимо почти при всех технологических операциях изготовления ИМС, является наиболее существенным источником загрязнения воздушной среды. Лишь за счет кожного покрова и органов дыхания человек выделяет в зависимости от интенсивности движения в окружающее пространство от 10^5 до $3 \cdot 10^7$ микрочастиц размером 0,3 мкм/мин и более. Все производственные помещения в зависимо-

сти от концентрации загрязняющих частиц в воздушной среде подразделяются на классы чистоты, согласно которым концентрация равна 0; 5; 35; 350; 3500; 100 000; 35 000 частиц диаметром 0,5 мкм в 1 л воздуха.

§ 9.2. Чистые производственные помещения

Поскольку оборудование является одним из основных источников загрязнений, в последние несколько лет стали помещать основные виды оборудования (например, системы травления, системы нанесения тонких пленок, установки ионной имплантации) вдоль внешней стены чистого помещения таким образом, чтобы только загрузочно-разгрузочные устройства находились внутри чистого помещения. Остальная часть оборудования (такая, как насосы, моторы, генераторы и другие машины, генерирующие загрязняющие частицы) находится при этом в отдельно обслуживаемом и доступном помещении. Таким образом, когда пластины выходят из технологического оборудования, они находятся внутри помещения (цеха), где загрязнения минимальны. Однако современные и перспективные СБИС требуют чистых помещений еще более высокого класса, которого очень трудно достигнуть.

Одни специалисты полагают, что добиться более высокого класса можно только исключением людей из чистых комнат, другие полагают, что операторы должны надевать костюмы, подобные космическим, покрывающие лицо и все тело целиком. Чистые помещения, которые только начинают разрабатывать и оценивать, обеспечат полностью автоматическую обработку индивидуальных пластин и партий пластин. Роботы могут передавать пластины и партии пластин от одного места обработки к другому, загружать пластины в различное технологическое оборудование и выгружать их из него. В этом случае операторы смогут находиться в удаленных местах, управляя оборудованием с помощью ЭВМ. Разработка такого цеха (завода) потребует большого инженерного искусства, а его освоение вызовет необходимость продуманной стратегии и материально-технического планирования. Загрязнение помещений самими роботами и другими механическими обрабатывающими устройствами должно быть устранено. Кроме того, необходимо искать пути лучшего управления другими источниками загрязнений, такими, как жидкие и твердые химикаты, используемые при производстве, и контейнеры, в которых содержатся пластины при движении их от одной операции к другой. При этом пластины сами могут быть источником дополнительных загрязнений, если они обрабатываются неправильно.

Другим решением проблемы создания чистых производственных помещений высоких классов чистоты является применение фильтров с разрешающей способностью 0,1 мкм в сочетании с соответствующей экипировкой персонала, высокая скорость обмена воздуха (до 6 раз в минуту). Планировка помещений и располо-

жение оборудования должны учитывать направление потока воздуха и строго контролируруемую деятельность операторов и инженеров.

В более дальней перспективе сухой отфильтрованный воздух может быть исключен из чистой комнаты путем его замены инертным газом, таким, как азот, который имеется в изобилии, относительно недорог и обеспечивает стабильный микроклимат, в котором может работать оборудование.

Системы воздушного потока. Существует несколько систем воздушного потока: обычная (многонаправленная), с горизонтальным ламинарным (однонаправленным) потоком и система с вертикальным ламинарным потоком.

В обычной системе воздух вводится через установленные в потолке или верхней части стены решетки и выводится через расположенные на полу или же внизу в стене решетки или же сочетанием обоих способов вывода. Такое устройство очень эффективно при условии, что распределение отфильтрованного и кондиционированного воздуха равномерно и конечная скорость достаточно высока для того, чтобы унести загрязняющие частицы из помещения. Вместе с тем движение воздуха не полностью предсказуемо, и в условиях, когда необходимо преодолеть действительно высокий уровень загрязнения, может потребоваться другой тип воздушного потока. Основные преимущества такой организации состоят в дешевизне, в низком уровне шума и простоте эксплуатации. Недостаток заключается в том, что возможные изменения в потоке воздуха не могут обеспечить его «дохождение» до рабочей зоны с требуемым классом чистоты. Очевидно, что эта система воздушного потока могла применяться на первых стадиях развития чистых производственных помещений.

Система с горизонтальным ламинарным потоком обеспечивает более предсказуемые характеристики воздушного потока, так как воздух входит в комнату через совокупность фильтров, которые занимают всю стену, и постоянно пропускается через всю комнату более или менее горизонтально при постоянной скорости, затем воздух удаляется через систему решеток, расположенных в противоположной стене. В комнате должна поддерживаться скорость воздуха приблизительно 0,45 м/с, что достаточно для захвата частиц потоком.

В системе вертикального ламинарного потока воздух входит в комнату через совокупность фильтров, образующих потолок, и после прохождения по вертикали вниз удаляется через решетки, расположенные в полу. Скорость воздуха в комнате в этой системе может понижаться до 0,3 м/с, причем система имеет явные преимущества по сравнению с системой ламинарного горизонтального потока, так как частицы, входящие в воздушный поток, переносятся к полу. В результате исчезает возможность загрязнения одного рабочего места от другого. Вместе с тем, хотя система с верти-

кальным ламинарным потоком в техническом плане наиболее эффективна, она одновременно и наиболее дорогостояща.

Чистые комнаты сегодня настолько различаются по размеру, условиям эксплуатации и т. п., что не всегда можно категорично утверждать, что какая-то из систем лучше прочих по совокупным параметрам.

В случае создания крупных комплексов чистых помещений следует, возможно, использовать комбинированные системы, включающие в себя все три из описанных выше типов систем.

Основные типы чистых производственных помещений. С точки зрения организации и размеров чистых производственных помещений, требующих высокой степени чистоты, их можно подразделить на три категории: 1) чистые производственные помещения большой площади; 2) чистые туннели; 3) изолированные рабочие места с местной защитой.

В больших чистых помещениях (рис. 9.1) весь потолок представляет собой систему фильтров, обеспечивающих вертикальный ламинарный поток с низкой турбулентностью. Поток воздуха обычно вытягивается через отверстия в полу, но в ряде случаев имеются вентиляционные окна в нижней части стен, расположенные ниже рабочего уровня с целью эффективного экранирования одного рабочего места от другого.

Преимуществами больших чистых помещений являются:

- максимальная гибкость размещения оборудования и промежуточных разделительных стен;

- простая адаптация производственной площади к изменениям требований технологии или расположения оборудования;

- простое конструирование чистых помещений с использованием стандартизированных модулей фильтров;

- простые системы кондиционирования воздуха с постоянной температурой и без разделения на отдельно управляемые зоны.

Недостатками таких помещений являются:

- большой расход воздуха и, следовательно, высокая стоимость затрачиваемой энергии;

- опасность коррозии оборудования, поскольку имеют место «мокрые» процессы в помещении без перегородок;

- сложность дифференцирования требований по чистоте воздуха внутри помещения;

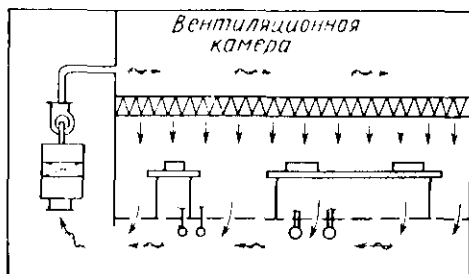


Рис. 9.1. Система вентиляции чистых производственных помещений большой площади

необходимость большого пространства под полом для размещения вытяжной вентиляции воздуха.

В чистых туннелях технологическое оборудование обычно устанавливают к боковым стенам (рис. 9.2), в то время как зона обслуживания находится по другую сторону стен. Вертикальный ламинарный поток подается как можно ближе к технологическому оборудованию и обычно забирается через отверстия в боковых стенах каждого модуля туннеля во вспомогательное помещение, расположенное за стеной чистого туннеля.

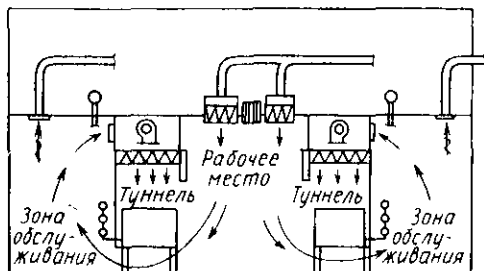


Рис. 9.2. Система вентиляции в чистых туннелях

Достоинствами «туннельных» чистых помещений являются:

- требования по чистоте легко могут быть дифференцированы (высокая степень чистоты — для технологических областей, более низкая — для коридоров);

- минимальные площади под ламинарным потоком (путем разделения активных областей обработки пластин и зон обслуживания);

- вытяжка воздуха через боковые стены в зону обслуживания, что исключает «сложные» полы и большие помещения под полами для возвращения воздуха к вытяжной вентиляции;

- малая стоимость вследствие минимизированных размеров.

Следует отметить и недостатки «туннельных» чистых помещений:

- необходимость тщательного и детального планирования помещения, размещения оборудования и последовательности потока (подачи) материалов;

- уменьшенная гибкость к изменяющимся требованиям по технологическому процессу, замене оборудования и изменению по планировке.

Примером изолированного рабочего места с местной защитой является местная защита устройства загрузки-выгрузки установки ионной имплантации с применением сверхвысокого вакуума. Воздух, отфильтрованный фильтрами, направляется вертикально вниз от вентиляционной камеры, расположенной над критической областью.

Перечисленные выше преимущества и недостатки организации чистых помещений не позволяют однозначно сделать выбор по совокупным параметрам той или иной системы. Выбор должен делаться в каждом конкретном случае согласно специфическим характеристикам рассматриваемой ситуации.

§ 9.3. Измерительные преобразователи параметров технологического микроклимата

Измерительные преобразователи концентрации аэрозольных частиц. Основными требованиями, предъявляемыми к средствам контроля аэрозольных частиц в чистых помещениях, являются приемлемое значение отношения сигнал/помеха, достаточно высокая допустимая скорость воздушного потока, возможность контроля запыленности воздуха в реальном масштабе времени.

Для определения концентрации и распределения по размерам частиц в чистых производственных помещениях используют:

оптические счетчики частиц, которые по физическому принципу действия подразделяются на приборы, регистрирующие ослабление (поглощение) светового пучка (трансмиссометр) либо свет, рассеиваемый частицами, попадающими в пучок света (фотометр);

аэродинамический классификатор частиц, классифицирующий частицы по размеру посредством измерения их скорости в быстро ускоряющемся воздушном потоке;

анализатор электрической подвижности, разделяющий частицы по размерам посредством управления их электрическим зарядом и медленного их перемещения (дрейфа) в управляемых электрических полях;

диффузионная батарея (экранная или трубчатая), в которой вследствие броуновского движения происходит оседание частиц на стенках трубок (или экранах), причем глубина проникновения частиц в батарею является функцией их размера (мелкие частицы оседают быстрее вследствие их более высокой диффузии);

счетчик с конденсацией на ядрах работает по принципу увеличения размеров всех частиц до относительно больших размеров (10—12 мкм), легко обнаруживаемых, например, с помощью оптических счетчиков.

В табл. 9.2 дана сравнительная характеристика различных приборов для измерения концентрации аэрозольных частиц.

В промышленном производстве ИМС в настоящее время очень широко применяются оптические счетчики аэрозольных частиц (АЗ-5, АЗ-6, ПК-ГТА), в наибольшей степени отвечающие требованиям промышленности. Однако повышение степени интеграции ИМС требует контроля в чистых помещениях аэрозольных частиц размером до 0,1 мкм и менее, что оптические счетчики частиц обеспечить не в состоянии. В этом плане более перспективны электроиндукционные измерители, принцип действия которых основан на принудительной зарядке аэрозольных частиц в поле униполярного коронного разряда с последующим измерением плотности заряда потока частиц. В зарядном устройстве каждая частица получает электрический заряд при соприкосновении с ионами. Механизм зарядки обусловлен двумя факторами: диффузионным, преобладающим для мелких частиц и обусловленным тепловым

движением ионов, и дрейфовым, направленным движением ионов под действием электрического поля. Измерение плотности заряда потока частиц измеряется с помощью индукционной измерительной камеры, представляющей собой полый проводящий цилиндр.

Т а б л и ц а 9.2. Сравнительная характеристика приборов измерения концентрации частиц и распределения их по размерам

Тип прибора	Используемый физический принцип	Способность различать размер (осуществлять подсчет) частиц	Диапазоны размеров регистрируемых частиц, мкм	Скорость воздушного потока (скорость выборки), л/мин	Отношение сигнал/помеха	Способность измерения в реальном масштабе времени
Оптический счетчик частиц	Рассеивание белого света	Да/да	0,2—5,0	30	Плохое	Да
Лазерный счетчик частиц	Рассеивание лазерного света	Да/да	0,06—0,3	3,0	»	»
Счетчик с конденсацией на частицах	Увеличение размера частиц	Нет/да	0,02—0,3	0,3	Хорошее	Почти
Аэродинамический классификатор частиц	Инерция (ускорение частиц в потоке воздуха)	Да/нет	0,5—5,0	1,0	»	Да
Анализатор электрической подвижности	Электрическая подвижность	Да/нет	0,01—1,0 0,02—0,2			Почти
Диффузионная батарея	Броуновское движение	Да/нет	0,02—0,3			Нет

Через камеру проходит поток частиц с зарядом, меняющийся во времени

$$q = (\lambda_1 a_{10} + \lambda_2 a_{20}^2) NF(t),$$

где λ_1 , λ_2 — постоянные зарядки по диффузионному и дрейфовому

законам; $a_{10} = \int_0^{\infty} f(a) da$ — средний размер частиц
аэрозоля; $a_{20} = \left(\int_0^{\infty} a^2 f(a) da \right)^{1/2}$;

$f(a)$ — плотность вероятности распределения частиц по размеру; a — размер частицы; N — счетная концентрация аэрозольных частиц.

Измерительная камера осуществляет преобразование плотности потока частиц в напряжение за счет индукции заряда на стенках цилиндрической измерительной камеры при пролете внутри нее потока заряженных частиц аэрозоля. Накапливаемый на стенках измерительной камеры потенциал подается на вход измерительного усилителя с большим входным сопротивлением. При этом для формируемого входного напряжения усилителя можно записать

$$U = k_1 \frac{dq}{dt},$$

где k_1 — коэффициент преобразования, определяемый параметрами измерительной камеры и измерительного усилителя.

Для повышения отношения сигнал/помеха используется метод модулирования и накопления (интегрирования) измеряемого напряжения за определенное время, возрастающее с повышением класса чистоты помещения. Напряжение измерительной камеры промодулировано по частоте в результате модулирования тока коронного разряда в зарядном устройстве низкочастотной импульсной функцией $F(t)$:

$$F(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq \frac{1}{2f}, \\ 0 & \text{при } \frac{1}{2f} \leq t \leq \frac{1}{f}, \end{cases}$$

где f — частота функции модуляции.

С учетом приведенных выше соотношений значение напряжения, получаемого с измерительной (индукционной) камеры, определяется концентрацией N и средними размерами аэрозольных частиц:

$$U = k_1 \lambda_1 N a_{10} + k_1 \lambda_2 N a_{20}^2.$$

Таким образом, электроиндукционный метод измерения позволяет оценить общий уровень запыленности чистого технологического помещения по совокупному параметру — произведению концентрации частиц N на их средний размер. Однако, поскольку в большинстве случаев производственный процесс в чистых помещениях носит детерминированный характер, закон распределения аэрозольных частиц по размерам в пространстве достаточно по-

стоянен и может быть заранее определен. В этом случае по результатам измерения измерителями концентрации аэрозолей, реализованными по электроиндукционному методу, можно судить и о дисперсном составе аэрозольных частиц.

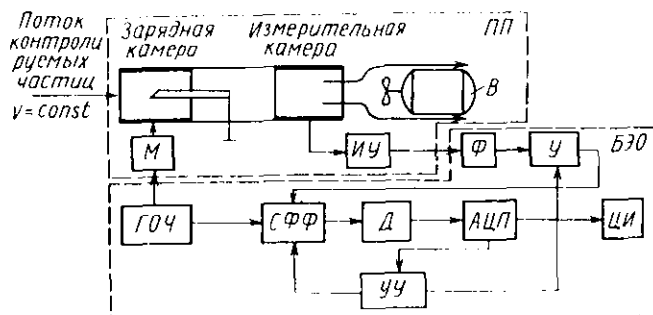


Рис. 9.3. Структурная схема электроиндукционного измерителя уровня запыленности

На основе данного метода авторами был разработан электроиндукционный цифровой измеритель уровня запыленности ЦИУЗ-1, упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 9.3, а внешний вид прибора — на рис. 9.4. Исследуемый аэрозоль прокачивается с постоянной скоростью v с помощью вентилятора B последовательно через зарядную и измерительную камеры. В за-

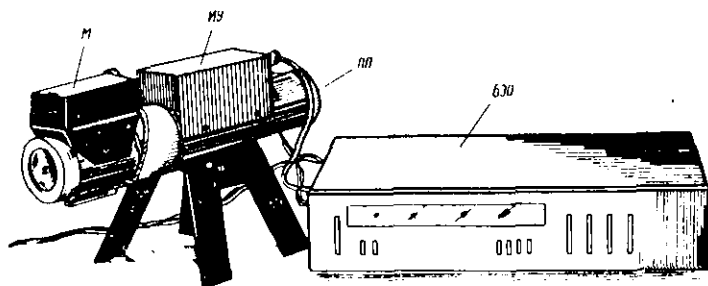


Рис. 9.4. Внешний вид электроиндукционного измерителя уровня запыленности

рядной камере осуществляется униполярный импульсный коронный разряд отрицательной полярности. Высоковольтное импульсное напряжение (6--7 кВ), необходимое для создания коронного разряда между электродами зарядной камеры, вырабатывается модулятором (М), представляющим собой высоковольтный источник напряжения, управляемый модулирующими импульсами генератора опорной частоты (ГОЧ) (частота модулирующих импульсов $f=30$ Гц, скважность $Q=2$).

Аэрозольные частицы, содержащиеся в том объеме воздуха, который прошел через зарядную камеру за время импульса коронного разряда

$$t_{\text{имп}} = \frac{1}{Qf} = \frac{1}{60} \approx 17 \text{ мс},$$

получают отрицательный электрический заряд. Таким образом, поток исследуемого аэрозоля оказывается промодулированным по плотности несомого им объемного заряда. Проходя через измерительную камеру, заряженные частицы пыли индуцируют на ее электроде ток, который создает напряжение на входном сопротивлении измерительного усилителя (ИУ).

Амплитуда напряжения на выходе ИУ пропорциональна общему заряду всех частиц, находящихся в объеме измерительной камеры. Переменное напряжение с выхода ИУ поступает на полосовой фильтр (Ф), резонансная частота которого f_p равна частоте модуляции, т. е. $f_p = f_m = 30$ Гц. Выделяя 1-ю гармонику полезного сигнала, фильтр повышает отношение сигнал/помеха. После усиления управляемым усилителем (У) с переменным (управляемым) коэффициентом усиления, определяемым диапазоном измерения, переменный сигнал поступает на синхrofазовый фильтр (СФФ), который обеспечивает высокое отношение сигнал/шум. После преобразования с помощью детектора (Д) переменного напряжения в постоянное, пропорциональное концентрации аэрозоля, последнее с помощью АЦП преобразуется в цифровой эквивалент, поступающий на цифровой индикатор (ЦИ) и устройство управления (УУ). Устройство управления обеспечивает как ручной режим работы, когда диапазон измерения определяется оператором, так и автоматический. В последнем случае прибор начинает работать на самом грубом (наименее чувствительном) диапазоне и в том случае, если результат измерения не превышает значения верхнего предела следующего (более чувствительного) диапазона, устройство управления переключает прибор в следующий диапазон. Это будет происходить до тех пор, пока не будет найден требуемый диапазон измерения. При переключении диапазонов измерения с помощью УУ происходит изменение коэффициента усиления У и постоянной времени СФФ. Последняя возрастает с повышением чувствительности прибора, так как амплитуда полезного сигнала уменьшается и для его выделения требуется повышать отношение сигнал/шум. Конструктивно зарядная и измерительная камеры, вентилатор, модулятор и измерительный усилитель объединены и представляют собой первичный преобразователь (ПП). М и ИУ максимально приближены к камерам, чтобы минимизировать при модуляции высоковольтные наводки и уменьшить влияние наводок на входе ИУ. Остальные узлы устройства конструктивно объединены в блок электронной обработки сигнала с первичного преобразователя

(БЭО) (см. рис. 9.3, 9.4). ПП с БЭО связаны экранированным кабелем.

Основные погрешности данного устройства определяются первичным преобразователем, т. к. нестабильность коэффициента передачи БЭО можно сделать пренебрежимо малой. Рассмотрим основные составляющие погрешности, обусловленные ПП. Суммарный заряд, формируемый в зарядной камере, описывается выражением

$$q = (\lambda_1 a_{10} + \lambda_2 a_{20}^2) N,$$

где

$$\lambda_1 = 4\pi\epsilon_0 k_B \theta + \frac{10^{-3}}{e} A n_{\text{и}} \frac{l}{v},$$

$$\lambda_2 = \frac{12en_{\text{и}}k_B^2\epsilon_0}{4\epsilon_0 \frac{v}{l} + en_{\text{и}}k_B} \sqrt{\frac{l}{2\pi\epsilon_0 k_{\text{и}} e} \left(1 + \frac{r_0}{r}\right) + \left(\frac{E_0 r_0}{r}\right)^2};$$

ϵ — диэлектрическая проницаемость воздушной среды; k_B — постоянная Больцмана; e — заряд электрона; $k_{\text{и}}$ — подвижность ионов; $E=1$ кВ/см — начальная напряженность зажигания короны; $n_{\text{и}}=10^8$ ион/см³ — концентрация ионов; $i=5 \cdot 10^{-5}$ А — ток короны; $r=6 \cdot 10^{-3}$ м — радиус зарядной камеры; r_0 — радиус иглы, являющейся одним из электродов в зарядной камере; $v=3,5$ м/с — скорость контролируемого воздушного потока через ПП; l — длина зарядной камеры; θ — текущее значение температуры воздушного потока, К.

Из анализа этих выражений следует, что параметрами, нестабильность которых в наибольшей степени может повлиять на погрешность измерения, являются температура воздушного потока θ , диапазон изменения которой $\Delta\theta$ определяется температурными условиями рабочего помещения; скорость воздушного потока v , нестабильность которой Δv определяется параметрами вентилятора и питающим напряжением; ток короны i , стабильность поддержания которого в основном зависит от стабильности параметров модулятора и стабильности температурно-влажностного режима окружающей среды. Погрешность данного устройства

$$\delta_x = \varphi(\Delta\theta, \Delta v, \Delta i).$$

Находя частные производные выражения $q=F(\theta, v, i)$ по данным аргументам и переходя к конечным приращениям, получим выражения для составляющих погрешности δ_θ , δ_v , δ_i , обусловленных нестабильностью параметров θ , v и i :

$$\frac{\partial F(\theta, v, i)}{\partial \theta} = 4\pi\epsilon_0 k_B a_{10} N, \quad \delta_j = \frac{F'}{F} \Delta\theta;$$

$$\frac{\partial F(\theta, v, l)}{\partial v} = \frac{48_0^2 a_{20}^2 \epsilon n_n k_E N}{\left(48_0 \frac{v}{l} + \epsilon n_n k_B\right)^2} \sqrt{\frac{l(r+r_0)}{2\pi \epsilon k_n \epsilon r} + \left(\frac{E_0 r_0}{r}\right)^2} -$$

$$- \frac{10^{-3}}{e} A n_n \frac{l}{v^2} a_{10} N,$$

$$\delta_v = \frac{F'}{F} \Delta v;$$

$$\frac{\partial F(\theta, v, l)}{\partial l} = \frac{6a_{20}^2 N}{\frac{4v}{l \epsilon n_n k_B} + \frac{1}{\epsilon_0}} \times$$

$$\times \frac{1}{2\pi \epsilon_0 k_n \epsilon \sqrt{\frac{l(r+r_0)}{2\pi \epsilon_0 k_n \epsilon r} + \left(\frac{E_0 r_0}{r}\right)^2}},$$

$$\delta_l = \frac{F'}{F} \Delta l.$$

Считая составляющие погрешности δ_θ , δ_v и δ_l независимыми и распределенными по нормальному закону, для результирующей погрешности измерения можно записать

$$\delta_z = \sqrt{\delta_\theta^2 + \delta_v^2 + \delta_l^2}.$$

Расчеты показывают, что для достаточно больших, реально обеспечиваемых вариациях параметров θ ($\Delta\theta = \pm 12,5^\circ$), v ($\Delta v/v = 0,1$) и l ($\Delta l/l = 0,1$) результирующая погрешность измерения для наиболее чувствительного диапазона измерения (класс 5) не превышает 6%. Следует, однако, отметить, что в данном расчете не учитывается составляющая погрешности, обусловленная влиянием шумов и паводок, которая практически не может быть определена аналитическим путем, поскольку в основном определяется конкретным конструктивным воплощением, качеством изготовления и настройки и которая может играть главенствующую роль на наиболее чувствительном диапазоне измерения.

Рассматриваемый прибор имеет пять диапазонов измерения, соответствующих (в эквивалентном пересчете при известном пуассоновском законе распределения дисперсной фазы аэрозоля) классам чистых помещений 5, 35, 350, 1000, 3500. Большим достоинством подобных приборов является то, что они обеспечивают устойчивые показания при измерении очень малых концентраций аэрозолей. Это объясняется значительным объемом прокачиваемого через ПП контролируемого потока по сравнению с объемом воздушной пробы, которая используется, например, в измерителях,

построенных на оптических принципах подсчета частиц. Так, в реализованном приборе на наиболее чувствительном диапазоне (класс 5) до момента получения результата измерения через ПП прокачивается порядка 200 л контролируемой среды, в то время как у оптических измерителей (АЗ-5, АЗ-6) объем пробы составляет всего 1 л. Кроме того, прибор обеспечивает полную автоматизацию процесса измерения и предназначен для работы как в качестве автономного средства измерения, так и в составе информационно-управляющих систем.

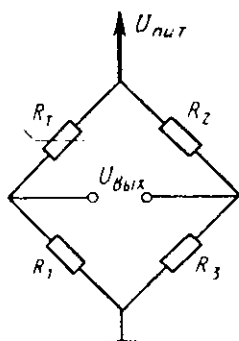


Рис. 9.5. Мостовая схема Уитстона с одним терморезистором

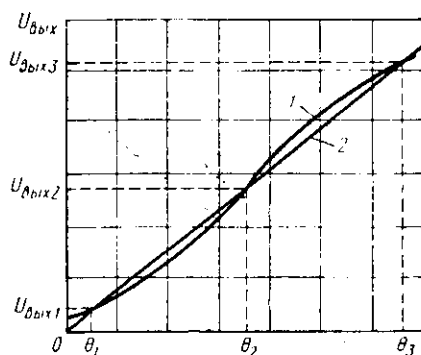


Рис. 9.6. Зависимость реальная (1) и идеальная (2) выходного напряжения мостовой схемы от температуры окружающей среды

Измерительные преобразователи температуры. Для поддержания требуемых значений температуры в чистых помещениях необходимы соответствующие измерительные средства, особенностью которых является сравнительно узкий диапазон измерения, но высокая точность и разрешающая способность.

Действительно, для поддержания температуры воздушной среды с допуском $\pm 0,2^\circ\text{C}$ погрешность измерения температуры должна быть по крайней мере не более $\pm 0,05^\circ\text{C}$. Из всего многообразия методов и средств измерения температуры для этих целей в наибольшей степени подходят устройства, использующие в качестве чувствительных элементов термометры сопротивления (терморезисторы). Правда, в последнее время есть отдельные разработки, использующие кварцевые датчики температуры, которые по своим точностным параметрам приближаются к вышеуказанным требованиям.

Среди термосопротивлений полупроводниковые термосопротивления (термисторы) обеспечивают наибольшую чувствительность в сравнительно небольшом температурном диапазоне (десяtkи

градусов). Электрическая зависимость между сопротивлением термисторов и температурой записывается в виде

$$R_T = R_0 \exp \left[-B \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{\theta_0} \right) \right],$$

где B — постоянная; R_0 — значение сопротивления при реперной температуре θ_0 , за которую обычно принимают 0°C .

Значения B и ТКС (α) связаны соотношением

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{d\theta} = -\frac{B}{\theta^2}.$$

Самым эффективным методом прецизионного измерения температуры с помощью термистора является включение его в одно из плеч моста Уитстона (рис. 9.5). Зависимость выходного напряжения моста от температуры дана на рис. 9.6. Наибольшая чувствительность моста — около середины диапазона, где сопротивление термистора R_T близко к значению R_1 . Пересечение идеальной (линейной) и реальной характеристик имеет место в трех точках температуры: θ_1 , θ_2 , θ_3 . Лучшая линейность достигается, когда θ_1 и θ_3 являются конечными точками желаемого температурного диапазона, а θ_2 — его среднее значение. Для выходного напряжения моста можно записать

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{пит}} R_1}{R_1 + R_T}.$$

Выбираем значение R_1 таким образом, чтобы соблюдались соотношения

$$\rho_2 - \rho_3 = \rho_2 - \rho_1,$$

где

$$\rho_1 = \frac{(R_T)_{\theta_1}}{R_0}, \quad \rho_2 = \frac{(R_T)_{\theta_2}}{R_0}, \quad \rho_3 = \frac{(R_T)_{\theta_3}}{R_0}.$$

суть значения удельного сопротивления термистора при температурах θ_1 , θ_2 , θ_3 .

После соответствующих преобразований при $\theta_3 - \theta_2 = \theta_2 - \theta_1$ получаем

$$R_1 = \frac{(R_T)_{\theta_1} (R_T)_{\theta_2} + (R_T)_{\theta_2} (R_T)_{\theta_3} - 2 (R_T)_{\theta_1} (R_T)_{\theta_3}}{(R_T)_{\theta_1} + (R_T)_{\theta_3} - 2 (R_T)_{\theta_2}}.$$

При известных значениях $(R_T)_{\theta_1}$, $(R_T)_{\theta_2}$, $(R_T)_{\theta_3}$, определяемых по характеристике термистора для заданных значений θ_1 , θ_2 , θ_3 , находим значение R_1 . Значение R_3 выбираем равным R_1 , а сопротивление R_2 выбираем равным значению сопротивления термистора при температуре, при которой мост сбалансирован (т. е. его выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 0$). Как правило, для удобства настройки сопротивление R_2 выбирают переменным.

Линейный диапазон измерения температуры может быть значительно расширен при использовании двух терморезисторов в мостовой схеме (рис. 9.7). Следует, однако, отметить, что выбор оптимальных значений элементов данной схемы очень сложен и требует множества расчетов методом проб и ошибок.

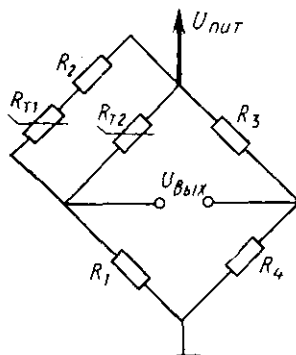


Рис. 9.7. Мостовая схема с двумя терморезисторами

Авторами разработана структура измерителя температуры с одним терморезистором в качестве чувствительного элемента, которая в отличие от приведенных выше традиционных схем включения R_T обеспечивает высокую чувствительность, разрешающую способность и линейность характеристики без каких-либо компенсирующих и линеаризирующих элементов. На рис. 9.8 представлена структурная схема измерителя. Мостовая схема (М) совместно с импульсным усилителем (ИУ), фазовым детектором (ФД), фильтром (Ф), генератором управляемой частоты (ГУЧ), формирователем импульсов (ФИ) и аттенуатором импульсов (А) образуют самобалансирующуюся мостовую схему, которую по виду выходного сигнала $F_{\text{вых}}$, представленного в частотной форме, можно назвать частотно-импульсным преобразователем (ЧИП). Работает ЧИП следующим образом. В первоначальный момент

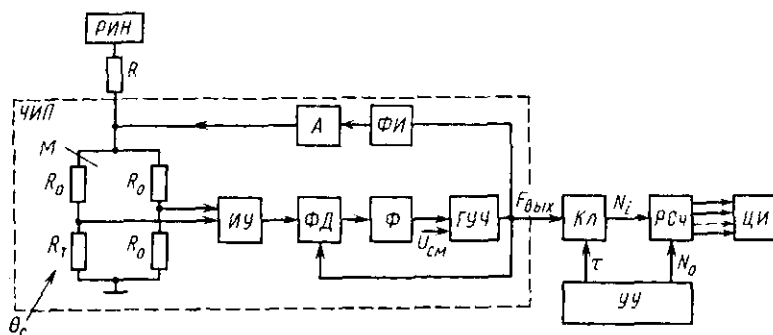


Рис. 9.8. Структурная схема цифрового измерителя температуры

после включения напряжения питания ГУЧ за счет начального управляющего напряжения $U_{\text{см}}$ вырабатывает последовательность импульсов, поступающих через ФИ и аттенуатор импульсов на входную диагональ моста. Вследствие того что значение сопротивления R_T в начальный момент много больше сопротивлений плеч моста R_0 , мост сильно разбалансирован и импульсный сигнал

разбаланса после усиления и преобразования в пропорциональное постоянное напряжение поступает на вход ГУЧ, вызывая увеличение частоты его выходных импульсов $F_{\text{вых}}$. Последние в ФИ преобразуются в последовательность прямоугольных биполярных импульсов с постоянной амплитудой U_m и длительностью τ_n . За счет импульсного сигнала происходит нагрев и балансировка моста. При этом для мощности разогрева термистора импульсным сигналом можно записать

$$P_{\text{имп}} = \frac{2U_m^2 \tau_n F_{\text{вых}}}{R_T} = \frac{F_{\text{вых}}}{S_P},$$

где R_T — сопротивление термистора в выбранной рабочей точке; $R_T \approx R_0$; $S_P = \frac{R_T}{2U_m^2 \tau_n}$ — чувствительность ЧИП по мощности воздействия на R_T .

Известно, что изменение температуры окружающей среды эквивалентно подаче на термистор (или отбору от него при уменьшении температуры окружающей среды) дополнительной мощности его разогрева ΔP , определяемой соотношением

$$\Delta P = H \cdot \Delta \theta,$$

где H — постоянная рассеяния термистора, Вт/°C; $\Delta \theta$ — изменение температуры окружающей среды.

Следовательно, изменение температуры окружающей среды вызовет изменение мощности (а следовательно, и частоты) импульсного сигнала на величину эквивалентной мощности ΔP . При этом изменение частоты на выходе ГУЧ определяется соотношением

$$\Delta F_{\text{вых}} = S_P \cdot \Delta P = H S_P \cdot \Delta \theta.$$

Таким образом, текущее значение температуры окружающей среды $\theta(t)$ связано линейной функциональной зависимостью с выходной частотой ГУЧ $F_{\text{вых}}$, т. е.

$$F_{\text{вых}}(t) = K \cdot \theta(t),$$

где $K = H S_P$ — коэффициент преобразования ЧИП.

Следует отметить, что, поскольку термистор находится в изотермическом режиме, т. е. работает в одной точке своей характеристики, функция преобразования ЧИП по мощности (а следовательно, и по температуре) теоретически абсолютно линейна при любых нелинейностях характеристики термистора. Однако коэффициент преобразования ЧИП может принимать различные значения при замене одного экземпляра термистора на другой, что обусловлено разбросом значения постоянной рассеяния H . Для обеспечения постоянства значения коэффициента преобразования K в цепь обратной связи ЧИП введен аттенуатор, который за

счет изменения амплитуды импульсного сигнала обеспечивает изменение чувствительности ЧИП по мощности S_p , компенсируя разброс параметра H и обеспечивая требуемое значение K для всех экземпляров термисторов. С регулируемого источника напряжения постоянного тока (РИН) на термистор подается дополнительная мощность его разогрева, которая компенсирует разброс значения мощности разогрева термистора в выбранной рабочей точке и обеспечивает вполне конкретное значение выходной частоты ЧИП при фиксированной температуре для всех экземпляров термистора.

Следует отметить, что, поскольку термистор разогревается постоянным и импульсным напряжением, для исключения взаимного влияния мощностей разогрева термистора от РИН и от импульсного сигнала последний должен иметь биполярную форму с нулевой постоянной составляющей.

Для получения цифрового отсчета из выходного частотного сигнала ЧИП $F_{\text{вых}}$ с помощью устройства управления (УУ) в начале каждого измерительного цикла в реверсивный счетчик (РСч) заносится число N_0 , эквивалентное максимальному значению измеряемой температуры θ_{max} . Затем с помощью УУ электронный ключ (Кл) открывается на время τ и частота $F_{\text{вых}}$ поступает на вычитающий вход (РСч). Результат измерения определяется как разность чисел N , поступающая на цифровой индикатор (ЦИ):

$$\begin{aligned} N &= N_0 - N_i = N_0 - F_{\text{вых}} \tau = N_0 - \tau H S_p (\theta_{\text{max}} - \theta_i) = \\ &= N_0 - \frac{\tau R_{\tau} H (\theta_{\text{max}} - \theta_i)}{2U_m^2 \tau_{\text{и}}}, \end{aligned}$$

где θ_i — текущее значение измеряемой температуры.

При $\theta_i = \theta_{\text{max}}$ частота импульсного сигнала питания моста уменьшается до нуля, при этом $N_i = 0$ и $N = N_0$.

При $\theta_i = \theta_{\text{min}}$ частота $F_{\text{вых}}$ достигает максимального значения и

$$N_i = N_{\text{max}} = \tau H S_p (\theta_{\text{max}} - \theta_{\text{min}}) = (F_{\text{вых}})_{\text{max}} \tau.$$

Из этого выражения можно определить диапазон измеряемых температур $\Delta\theta$ для конкретных значений параметров устройства, т.е.

$$\Delta\theta = \theta_{\text{max}} - \theta_{\text{min}} = \frac{(F_{\text{вых}})_{\text{max}} \tau}{H S_p} = \frac{(F_{\text{и}})_{\text{max}} \tau 2U_m^2 \tau_{\text{и}}}{R_{\tau} H}.$$

Так как диапазону измеряемых температур $\Delta\theta$ соответствует число $N = (F_{\text{вых}})_{\text{max}} \tau$, разрешающая способность устройства определяется как

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\theta}{N} = \frac{2U_m^2 \tau_{\text{и}}}{H R_{\tau}}.$$

Из этого выражения следует, что повышение разрешающей способности устройства возможно путем уменьшения амплитуды или длительности импульсного сигнала при сохранении быстродействия устройства.

Анализ выражения, определяющего результат измерения N , показывает, что погрешность измерения определяется в основном нестабильностью трех параметров: τ , U_m , τ_n , т. е.

$$N = \varphi(\tau, U_m, \tau_n).$$

Находя частные производные и переходя к конечным приращением, можно определить составляющие погрешности, обусловленные вариациями этих аргументов:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial \tau} &= -\frac{R_T H \Delta \theta}{2 U_m^2 \tau_n}; \\ \frac{\partial \varphi}{\partial U_m} &= \frac{\tau R_T H \cdot \Delta \theta}{\tau_n \cdot U_m^3}; \quad \frac{\partial \varphi}{\partial \tau_n} = \frac{\tau R_T H \cdot \Delta \theta}{2 U_m^2 \tau_n^2}; \\ \delta_\tau &= \frac{\varphi'(\tau)}{\varphi} \Delta \tau; \quad \delta_{U_m} = \frac{\varphi'(U_m)}{\varphi} \Delta U_m; \\ \delta_{\tau_n} &= \frac{\varphi'(\tau_n)}{\varphi} \Delta \tau_n. \end{aligned}$$

Считая составляющие погрешности δ_τ , δ_{U_m} , δ_{τ_n} независимыми и распределенными по нормальному закону, можно записать для результирующей погрешности измерения

$$\delta_x = \sqrt{\delta_\tau^2 + \delta_{U_m}^2 + \delta_{\tau_n}^2}.$$

Следует отметить, что, используя при формировании временных отрезков τ и τ_n кварцевые генераторы, погрешности от нестабильности этих величин можно свести к пренебрежимо малым значениям. Обеспечение же достаточно малого значения погрешности δ_{U_m} возможно при использовании стабилизированного источника питания для формирования стабильной амплитуды U_m импульсного сигнала. Цифровой измеритель температуры ЦИТ-1 (рис. 9.9) построен по рассмотренному принципу. Он обеспечивает измерение температуры в диапазоне 0—40°C с разрешающей способностью 0,01°C и периодичностью отсчета 2 с, имея габариты 180×110×220 и массу не более 2 кг.

Измерительные преобразователи влажности. В настоящее время известны и нашли широкое применение многочисленные методы измерения влажности, основанные на различных принципах, среди которых наибольшее практическое значение имеют следующие:

психрометрический, основанный на измерении температур двумя термометрами: «сухим» (обыкновенным) и «мокрым», име-

ющим чувствительный элемент, смоченный водой и находящийся в термодинамическом равновесии с окружающей газовой средой;

точки росы, заключающийся в определении температуры, до которой необходимо охладить ненасыщенный газ для того, чтобы довести его до состояния насыщения (родственный метод основан на применении электролитических подогревных датчиков; в этом случае температуру точки росы определяют, подогревая до наступления равновесного состояния насыщенный солевой раствор, покрывающий чувствительный элемент температурного преобразователя);

сорбционный, основанный на применении гигроскопических тел, свойства которых изменяются от количества поглощаемой влаги.

Одним из распространенных и высокоточных измерительных преобразователей влажности газообразной (воздушной) среды является устройство с подогревным хлористо-литиевым преобразователем влажности (ПХЛПВ). Суть данного метода преобразования в следующем. Равновесное

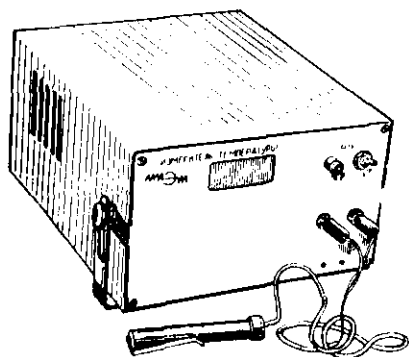


Рис. 9.9. Внешний вид цифрового измерителя температуры

состояние трехфазной системы твердая соль LiCl — ее насыщенный раствор — пары воды зависит от температуры, в которой находится система. Следовательно, изменение парциального давления водяных паров приводит к нарушению равновесного состояния рассматриваемой трехфазной системы, для восстановления которого необходимо изменить ее температуру. С этой целью поверхность влаговоскисствительного слоя нагревается до необходимой равновесной температуры с помощью нагревательной обмотки, конструктивно выполненной в виде двух электродов, намотанных на корпус влаговоскисствительного элемента и не имеющих между собой непосредственного электрического контакта. При подаче переменного напряжения на электроды ток проходит через влаговоскисствительный слой, обеспечивая требуемую температуру. При увеличении давления водяных паров воздуха равновесие нарушается из-за поглощения влаги солью, что приводит к уменьшению концентрации раствора. Это приводит к тому, что сопротивление раствора уменьшается, а проходящий через него ток возрастает, вызывая повышение температуры раствора и испарение воды до восстановления насыщенного раствора. Таким образом, ПХЛПВ определяет взаимосвязь температуры θ_p на поверхности преобразователя с парциальным давлением водяных паров воздуха P_n , т. е. $\theta_p = f(P_n)$.

Следовательно, для определения концентрации водяных паров необходимо измерить значение температуры θ_p . Для этих целей обычно используются либо термопары, либо термометры сопротивления. Относительная влажность воздуха φ определяется по формуле

$$\varphi = \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{н}}} 100 \%,$$

где $P_{\text{п}}$ — давление насыщения водяного пара, зависящее от температуры воздуха, кПа.

Для $P_{\text{п}}$ и $P_{\text{н}}$ можно записать

$$P_{\text{н}} = 0,133 \exp(b_4 \theta_{\text{в}}^4 + b_3 \theta_{\text{в}}^3 + b_2 \theta_{\text{в}}^2 + b_1 \theta_{\text{в}} + b_0),$$

где $\theta_{\text{в}}$ — температура воздуха; b_0, b_1, b_2, b_3, b_4 — постоянные коэффициенты; $P_{\text{п}} = a_4 \theta_p^4 + a_3 \theta_p^3 + a_2 \theta_p^2 + a_1 \theta_p + a_0$, где a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 — коэффициенты.

Тогда имеем

$$\varphi = f(\theta_{\text{в}}, \theta_p) = \frac{\sum_{i=0}^4 a_i \theta_p^i}{0,133 \exp\left(\sum_{i=0}^4 b_i \theta_{\text{в}}^i\right)}.$$

Из анализа этого выражения очевидно, что погрешность измерения относительной влажности определяется погрешностью измерения температур $\theta_{\text{в}}$ и θ_p . Погрешность ПХЛПВ при измерении φ в диапазоне 40—80% и при номинальном атмосферном давлении не превышает $\pm 1,5\%$.

Широкое промышленное использование получили также весьма перспективные пьезокварцевые сорбционные датчики, основанные на изменении амплитуды и частоты кварцевого резонатора в результате адсорбции влаги на его поверхности или сорбции влаги гигроскопической пленкой, нанесенной на поверхность кварца. Выходным параметром таких преобразователей является частота колебаний пьезокварца, уменьшающаяся с повышением влажности, значение которой можно описать соотношением

$$\Delta f = -\frac{f^2}{N \rho_k} \frac{\Delta m}{S},$$

где Δf — изменение частоты резонатора, соответствующее изменению Δm массы сорбата (влаги); ρ_k, S — соответственно плотность и площадь поверхностного слоя кварцевой пластины; N — частотный коэффициент, зависящий от типа среды и формы пьезопластины.

Для кварцевых пластин с пленкой SiO_2 зависимость Δf от относительной влажности φ воздуха имеет вид

$$\Delta f = 28\epsilon\varphi^{0,600},$$

где ϵ — отношение толщины пленки к предельно допустимой, вызывающей потерю работоспособности резонатора. Количество влаги, сорбированной пленкой, определяется ее сорбционными изотермами, что предопределяет влияние температуры и давления исследуемого газа на результат измерения влажности. Эмпирическое выражение для температурной погрешности δ_φ датчиков с пленкой SiO_2 при измерениях относительной влажности φ воздуха имеет вид

$$\delta_\varphi = \varphi(\varphi^{\Delta\theta_n/6} - 1),$$

где $\Delta\theta_n$ — разность значений температур градуировки и измерения.

Гигрометры с пьезодатчиками имеют удобную для регистрации форму выходного сигнала, широкие пределы измерения, малую инерционность, достаточно высокую чувствительность. К их недостаткам можно отнести чувствительность к изменениям плотности и вязкости исследуемой среды, а также поглощение кроме водяного пара некоторых компонентов газа, пыли и других механических примесей контролируемой среды.

На основе рассмотренного принципа построены и серийно выпускаются приборы типа «Волна», «Ива».

§ 9.4. Особенности управления температурой и влажностью

Регулируемыми параметрами технологического микроклимата в чистых помещениях являются температура θ_n и влажность φ воздушной среды, значения которых, как было показано выше, должны поддерживаться в строго заданных диапазонах. Сложность регулирования и стабилизации этих параметров заключается в их взаимосвязанности, когда изменение одного из них вызывает изменение другого. Для решения этой задачи необходимо совместное применение регуляторов температуры θ_n и влажности φ воздуха, при этом действие регулятора влажности φ сводится к целенаправленному изменению влажности воздуха с тем, чтобы скомпенсировать изменение влажности, вызванное работой регулятора температуры воздуха. Очевидно, что при совместной работе регуляторов θ_n и φ возникают колебания в процессе изменения влажности, вызванные влиянием контура регулирования температуры, что ухудшает показатели качества стабилизации относительной влажности и может привести к неустойчивой работе контура регулирования влажности. Это явление можно устранить используя принцип приоритетности регулирования температуры и

влажности, согласно которому температурному контуру, как более инерционному, отдается предпочтение в очередности выполнения регулирования. После того как температура в помещении достигла заданного значения, производится регулирование влагосодержания воздуха.

При решении задач контроля и управления температурно-влажностным режимом в помещениях достаточно большого объема обычно используют системы многозвенного кондиционирования воздуха, образованные центральным кондиционером и рядом местных регулирующих органов, осуществляющих доводку параметров приточного воздуха в отдельных помещениях до требуемых значений, обуславливаемых внутренними тепловыделениями каждого помещения. При этом желательно управлять по среднему в объеме зоны значению соответствующего параметра микроклимата, а не по значению в одной точке зоны. Для этого в пространстве каждой зоны необходимо установить не один, а несколько датчиков. (в зависимости от объема данной зоны). На основании информации этих датчиков рассчитывается среднее значение регулируемого параметра, по которому производится управление соответствующим исполнительным механизмом. Поскольку регулирование ведется по отклонению, целесообразно использовать не среднее значение регулируемого параметра, а среднее значение его отклонения от требуемого значения в данной точке пространства.

В этом случае для интегральной оценки вариаций параметров температуры и относительной влажности можно записать

$$T = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_{vi} K_{ci} \cdot \Delta \theta_i; F = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_{vi} K_{ci} \cdot \Delta \varphi_i,$$

где $\Delta \theta_i$ и $\Delta \varphi_i$ — соответственно отклонения температуры и относительной влажности от требуемых значений в i -й точке контроля; n — число соответствующих датчиков, устанавливаемых в рассматриваемой зоне; K_{vi} , K_{ci} — коэффициенты, учитывающие неравномерность расстановки датчиков и близость их к рабочей зоне в каждой точке контроля.

Величины T и F характеризуют средние по объему зоны нарушения теплового и влажностного балансов и используются для управления соответствующими исполнительными механизмами. Поскольку местные регулирующие органы рассчитаны обычно на вполне определенный характер тепловлажностной обработки воздуха (например, дополнительный подогрев и доувлажнение воздуха), величина коррекции соответствующих параметров воздуха, поступающего из центрального кондиционера, должна выбираться таким образом, чтобы изменение параметров воздуха на выходе кондиционера было полностью скомпенсировано работой местных регулирующих органов. Числовое значение коррекции соответ-

вующего выходного параметра центрального кондиционера ($\Delta P_{\text{вых}}$) определяют с помощью выражения

$$\Delta P_{\text{вых}} = K_i \alpha_i,$$

где α_i — положение исполнительного механизма i -го местного регулирующего органа пропорционального типа; K_i — коэффициент преобразования положения исполнительного механизма в изменение соответствующего параметра приточного воздуха.

Изменение режима работы центрального кондиционера согласно данному выражению осуществляется с помощью местных подогревателей воздуха с исполнительными механизмами ПР-1М либо МЭО (электропривода постоянной скорости). При использовании местных доувлажнителей с исполнительными механизмами типа ЭСВ (электромагнитные клапаны) приведенное выражение для $\Delta P_{\text{вых}}$ также справедливо, но в этом случае α_i представляет собой суммарное время работы увлажнителя за определенный период времени, а K_i — коэффициент преобразования времени включенного состояния ЭСВ в изменение влагосодержания приточного воздуха. Необходимые математические операции по расчету соответствующих значений $\Delta P_{\text{вых}}$ выполняет управляющая ЭВМ ИИС на основании измерительной информации соответствующих датчиков.

Для тепловлажностной обработки и очистки от пыли воздуха, поступающего в помещение, отечественная промышленность освоила выпуск различных типов кондиционеров, являющихся основой системы кондиционирования воздуха. В зависимости от места расположения кондиционеры подразделяются на центральные и местные. Центральные кондиционеры располагаются вне обслуживаемого помещения. Местные кондиционеры располагаются в обслуживаемом помещении или в непосредственной близости от него. Они подразделяются на автономные (со встроенным источником холодоснабжения) и неавтономные (использующие централизованное холодоснабжение).

К центральным неавтономным кондиционерам относятся кондиционеры типа Кд и КТЦ. Кондиционеры КТЦ имеют номинальную производительность 31,5; 50; 63; 80; 125; 160; 200 и 250 тыс. м³/ч. Кондиционеры Кд изготавливаются с номинальной производительностью 10 и 20 тыс. м³/ч.

Неавтономные кондиционеры типа КНЦ имеют диапазон воздухопроизводительности от 2500 до 18 000 м³/ч. Они оснащены комплексной системой автоматики, имеют дистанционное управление. Технологическая схема кондиционеров позволяет использовать их как в системах кондиционирования приточных (работающих только на наружном воздухе), так и в системах с рециркуляцией воздуха из помещений. В кондиционерах предусмотрена такая последовательность обработки воздуха: смешение наружного и рециркуляционного воздуха, очистка от пыли, первый подо-

грев, тепловлажностная обработка в оросительной камере и второй подогрев до требуемых параметров.

Кондиционеры-доводчики КНЭ-У имеют централизованное снабжение первичным воздухом, теплотой и холодом и являются безвентиляторным агрегатом.

Кондиционер изготавливают в напольном или настенном исполнении. Производительность кондиционеров по воздуху от 55 до 270 м³/ч.

Автономные кондиционеры КТА-1 допускают установку как в обслуживаемом помещении, так и вне его. Воздухопроизводительность кондиционеров КТА-1 от 2000 до 10 000 м³/ч. Регулирование температуры и относительной влажности воздуха производится отдельно и независимо.

Для правильной эксплуатации кондиционеров и минимального потребления электроэнергии большое значение имеет выбор оптимального типоразмера в зависимости от характера обслуживаемого помещения, от исходных данных и режимов работы для регулирования температуры и относительной влажности. При выборе кондиционеров в первую очередь учитывают следующие паспортные данные: производительность по воздуху (м³/ч), холодопроизводительность (ккал/ч), теплопроизводительность (ккал/ч), производительность увлажнителя (кг/ч).

§ 9.5. Информационно-управляющая система параметрами микроклимата и технологических сред

Итак, современное производство изделий микроэлектроники становится практически невозможным без использования в технологическом процессе современных информационно-управляющих систем параметрами микроклимата и технологических сред, обеспечивающих оперативный контроль, анализ, регистрацию, управление многочисленными параметрами.

Для решения этих задач авторами была разработана система представленная на рис. 9.10. При создании системы исходили из следующих основных предпосылок:

- система должна обеспечить возможность работы в своем составе стандартных серийно выпускаемых измерительных приборов параметров микроклимата и технологических сред (таких, например, как «Байкал», «Лазурит», «Волна», ДИВ, ПС-1 и др.);

- возможность опроса большого количества (несколько сотен) датчиков (измерительных преобразователей);

- возможность расположения датчиков на значительном расстоянии (несколько сотен метров) друг от друга;

- при преобразовании, передаче и обработке измерительной информации необходимо обеспечить максимальную помехоустойчивость и минимальную погрешность;

система должна иметь высокую надежность, так как ее отказ делает техпроцесс практически неуправляемым и может привести к катастрофическому браку.

На рис. 9.11 приведена упрощенная структурная схема системы, в которой в определенной степени были учтены все вышеперечисленные требования. Система включает в свой состав 14 локальных систем контроля (устройств согласования—УСО), два

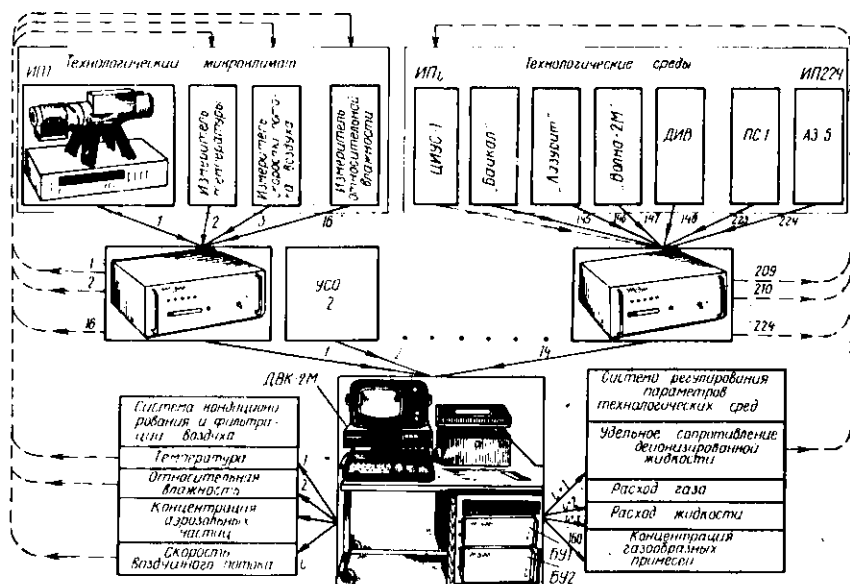


Рис. 9.10. Общий вид информационно-управляющей системы параметров микроклимата и технологических сред

блока управления (БУ) и диалого-вычислительный комплекс ДВК-2М (микроЭВМ «Электроника 80-20/М»). К каждому из УСО может быть подключено 16 измерительных устройств. Таким образом, при задействовании всех 14 УСО система может обеспечить опрос 224 измерительных преобразователей (ИП). Каждое из УСО должно быть максимально приближено к своей группе ИП, чтобы минимизировать потери информации, поскольку, как правило, с выхода стандартных приборов поступает унифицированный сигнал в виде напряжения постоянного тока в диапазоне 0—10 мВ, передавать который на значительные расстояния без ощутимых потерь невозможно. Кроме того, на вход УСО может поступать информационный сигнал в виде напряжения постоянного тока 0—10 В или в виде частотно-модулированного сигнала ТТЛ-уровня в диапазоне частот 0—10 кГц. В УСО информационный сигнал с ИП поступает на мультиплексор (М) непосредственно,

если с ИП снимается частотно-модулированный сигнал, либо через преобразователь напряжение — частота ПНЧ, если выходной сигнал ИП — напряжение постоянного тока. При этом если напряжение постоянного тока в диапазоне 0—10 В, то оно поступает с выхода ИП на вход ПНЧ непосредственно, а если выходное напряжение ИП в диапазоне 0—10 мВ, то оно поступает на вход ПНЧ после предварительного усиления услителем (У) с коэффициентом усиления $K=10^3$. С выхода мультиплексора частотно-

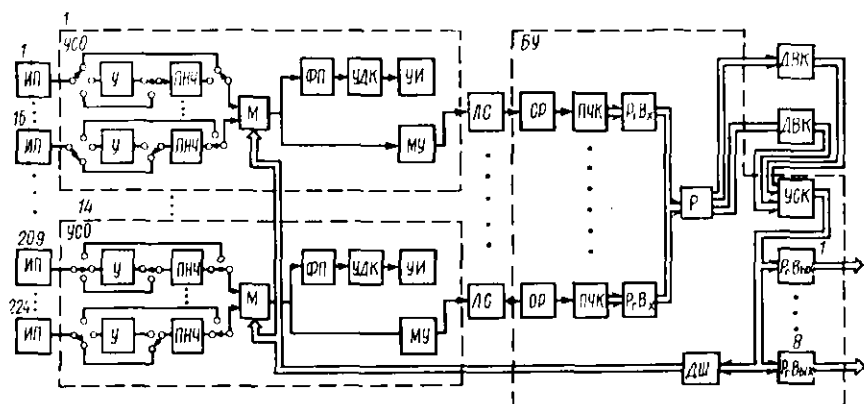


Рис. 9.11. Структурная схема информационно-управляющей системы

модулированный сигнал, соответствующий информационному выходному сигналу одного из 16 ИП, подключенных к данному УСД, через магистральный усилитель МУ по кабельной линии связи ЛС передается на центральный пост системы, состоящий из двух БУ и ДВК-2М. Использование для передачи измерительной информации от УСД до БУ частотно-модулированного сигнала позволяет избежать потерь информации при удалении УСД от БУ на несколько сотен метров, поскольку сопротивление линии связи не влияет на частоту передаваемого сигнала. Кроме того, такая форма передачи измерительной информации обеспечивает в сравнении с другими формами максимальную помехоустойчивость, поскольку на приемной стороне (в БУ) для получения информации в цифровом виде (для ввода ее в ЭВМ) происходит интегрирование частотного сигнала, что, как было показано в § 3.3, обеспечивает высокий коэффициент подавления помех широкого спектра. При этом одновременно упрощаются структура УСД, БУ и программное обеспечение системы по сравнению с вариантом передачи по ЛС цифровой информации. Частотно-модулированный сигнал, поступающий с выхода каждого из 14 УСД в БУ по ЛС через оптропную развязку ОР, преобразуется затем с помощью преобра-

зователя частота — код (ПЧК) в цифровую форму и фиксируется в соответствующем входном регистре (РГ_{вх}), который затем опрашивается микроЭВМ по соответствующей программе. Учитывая, что надежность всей системы определяется в значительной степени надежностью используемой микроЭВМ, в системе предусмотрена возможность работы с двумя микроЭВМ, т. е. предусмотрено резервирование ДВК-2М. Эффективность резервирования можно оценить, решая систему уравнений, описывающих возможные варианты функционирования двух микроЭВМ:

$$P_0 2\lambda = P_{02}\mu + P_{03}\lambda; \quad P_{02}(\lambda + \mu) = P_{01}\lambda + P_{12}\mu; \quad P_{03}(\lambda + \mu) = P_{01}\lambda + P_{12}\mu; \\ P_{12}\mu = P_{02}\lambda + P_{03}\lambda; \quad P_{01} + P_{02} + P_{03} + P_{12} = 1,$$

где P_{01} — вероятность рабочего состояния системы с двумя исправными ДВК-2М; P_{02} — вероятность рабочего состояния системы с исправным первым ДВК-2М и неисправным вторым ДВК-2М; P_{03} — вероятность рабочего состояния системы с исправным вторым ДВК-2М и неисправным первым ДВК-2М; P_{12} — вероятность неисправности обоих ДВК-2М; λ — интенсивность отказов ДВК-2М; μ — интенсивность ремонта ДВК-2М.

Вероятность рабочего состояния системы

$$P_0 = P_{01} + P_{02} + P_{03} = \frac{2 + \frac{\mu}{\lambda}}{2 + \frac{\lambda}{\mu} + \frac{\mu}{\lambda}}.$$

Для системы с одним ДВК-2М можно записать

$$P_0\lambda = P_{12}\mu; \quad P_0 + P_{12} = 1.$$

Тогда для этого варианта системы вероятность P_0 ее рабочего состояния определяется

$$P_0 = \frac{1}{1 + \lambda/\mu}.$$

Сопоставительный анализ надежности системы в соответствии с приведенными соотношениями показывает, что резервирование позволяет повысить надежность на порядок и является одним из главных условий обеспечения эффективности контроля и управления параметрами технологического процесса, в котором недопустимы сбои вследствие высокой стоимости производственных потерь.

Для резервирования ДВК-2М БУ обеспечивает передачу цифровой информации с входных регистров через распределитель (Р) на основную и резервную микроЭВМ. Результаты обработки полученной информации с выхода обеих микроЭВМ поступают на устройство сравнения кодов (УСК), которое определяет исправность микроЭВМ и выдает информацию на общую шину регистров

(Рг_{лмх}) и дешифратора (ДШ) с выхода исправной микроЭВМ, обеспечивая через ДШ в соответствии с рабочей программой управление мультиплексорами и реализуя тем самым требуемый алгоритм сбора информации с ИП.

В выходных регистрах формируются цифровые сигналы управления исполнительными устройствами для поддержания требуемых значений контролируемых параметров. В рассматриваемой системе УСО представляют собой локальные системы контроля, которые обеспечивают как автономный режим работы (без участия ДВК-2М), так и при непосредственном подключении их к ДВК-2М минуя БУ. В автономном режиме работы осуществляется последовательный (по жесткой программе) опрос всех 16 ИП с цифровой индикацией результата измерения на лицевой панели УСО. В УСО (рис. 9.11) с помощью функционального преобразователя (ФП) осуществляются линеаризация функции преобразования опрашиваемого ИП (если она нелинейна), сравнение полученного результата преобразования измерительной информации с допустимыми значениями в устройстве допускового контроля (УДК) и индикация результата измерения в цифровом виде в устройстве индикации (УИ). При этом индицируются номер опрашиваемого в данный момент ИП (номер канала), вид контролируемого параметра (температура, влажность и т. д.). В случае выхода какого-либо контролируемого параметра за пределы допуска обеспечивается световая индикация. Предусмотрена возможность работы УСО при непосредственном подключении его к ДВК-2М минуя БУ в случае необходимости сбора, обработки и регистрации текущей измерительной информации (к одному ДВК-2М обеспечивается непосредственное подключение двух УСО). Следует также отметить, что в УСО с выхода ПИЧ каждого информационного канала выводится частотно-модулированный информационный сигнал о каждом из 16 контролируемых параметров, которые благодаря оптронной развязке могут передаваться на значительные расстояния (на сотни метров). Это позволяет совместно с исполнительными устройствами организовать замкнутые непрерывные системы управления контролируемыми параметрами.

Алгоритм работы системы следующий: прием информации от ИП (последовательность и периодичность опроса ИП определяется рабочей программой ДВК-2М), индикация числовых значений параметров на экране дисплея (с одновременной индикацией номера опрашиваемого ИП, вида контролируемого параметра, размерности, номинального и допустимых значений), статистическая обработка результатов измерений, сравнение с допустимыми значениями параметров, выработка световых и звуковых сигналов при превышении допуска на параметр с указанием времени выхода за пределы допуска на экране дисплея, выработка сигналов управления исполнительными устройствами, запись на магнитный

диск результатов измерений, ввод оператором данных о состоянии технологического оборудования и прохождении партий изготавливаемых изделий, распечатка результатов измерения и контроля за смену с указанием номера обрабатываемой партии. На рис. 9.10 представлены все уровни рассматриваемой системы: измерительные преобразователи ИП, УСО, центральный пост, состоящий из БУ1, БУ2 и ДВК-2М.

Кратко скажем о быстродействии системы. Поскольку каждое УСО имеет свою линию связи ЛС с приемной стороной (БУ) и свой входной регистр, запоминающий переданный информационный сигнал, в системе практически одновременно осуществляется преобразование измерительной информации с 14 измерительных преобразователей (по одному ИП на каждое УСО). С учетом того, что максимальное значение частоты передаваемого по ЛС сигнала равно $F_{\max} = 10$ кГц, для получения достаточно малого значения методической погрешности преобразования информационного сигнала в цифровую форму (т. е. погрешности дискретности) время интегрирования частотного сигнала $\tau_{\text{инт}}$ (т. е. время записи частоты во входной регистр) выбрано равным $\tau_{\text{инт}} = 0,1$ с. В этом случае погрешность дискретности равна

$$\delta_x = \frac{1}{\tau_{\text{инт}} F_{\max}} 100\% = 0,1\%,$$

что существенно (на порядок и более) меньше погрешности используемых ИП. Так как время опроса входных регистров много меньше (на несколько порядков значения $\tau_{\text{инт}}$, то вполне очевидно, что время опроса T_c всех 224 ИП в системе будет определяться в основном временем последовательного преобразования информационных сигналов всех 16 ИП любого из 14 УСО системы в цифровую форму с помощью входного регистра на приемной стороне линии связи, т. е. $T_c \approx 0,1 \cdot 16 \approx 1,6$ с.

Таким образом, использованный при построении системы территориальный принцип группирования ИП, параллельная передача измерительной информации от УСО на приемную сторону обеспечили даже при самом «медленном» принципе преобразования информации (принцип интегрирования) достаточно высокое быстродействие системы при одновременном обеспечении ее высокой помехоустойчивости и малой методической погрешности. Реализованная в соответствии с изложенными принципами система имеет следующие технические характеристики:

Количество ИП, входящих в состав системы, шт.	224
Вид информационных сигналов, поступающих с ИП на входы системы:	
напряжение постоянного тока, мВ	0—10
напряжение постоянного тока, В	0—10

частотно-модулированный сигнал уровня ТТЛ, кГц	0—10
Количество формируемых аналоговых сигналов управления, шт.	224
Количество формируемых дискретных (цифровых) сигналов управления, шт.	80
Максимальное расстояние от центрального поста системы до УСО и исполнительных устройств, м	500
Методическая погрешность преобразования измерительной информации, %	0,1
Минимальный коэффициент подавления помехи с частотой от 50 Гц и выше, дБ	40
Время опроса 224 ИП, с	≤ 2

Программное обеспечение системы представляет собой законченный отладочный модуль в системе команд микроЭВМ «Электроника 60». Текст программы написан на языке высокого уровня ПАСКАЛЬ с использованием фрагментов на языке МАКРОАСЕМБЛЕР. Следует отметить, что данная система достаточно универсальна и может быть использована для контроля и управления параметрами различных технологических процессов.

Контрольные вопросы

1. Какие требования предъявляются к параметрам технологического микроклимата и почему? 2. Назовите основные источники загрязнения в чистых помещениях. 3. Как организована система воздушных потоков в чистых помещениях? 4. Какие вы знаете типы чистых производственных помещений? 5. Какие устройства используются для контроля концентрации аэрозольных частиц в чистых помещениях для производства ИМС? 6. Изобразите структурную схему и объясните принцип действия электрондукционного измерителя уровня запыленности. Укажите его достоинства и недостатки, основные источники погрешности. 7. Объясните принцип действия преобразователей температуры с терморезистивным чувствительным элементом, правило выбора параметров основных узлов и элементов, источники основных погрешностей измерения. 8. Какие основные методы используются при построении измерителей относительной влажности воздушной среды? Назовите их достоинства и недостатки, источники погрешностей. 9. В чем заключается особенность регулирования и стабилизации температуры и относительной влажности в чистых помещениях? 10. Какие основные предпосылки были положены в основу построения информационно-управляющей системы параметрами микроклимата и технологических сред? Каким образом они реализованы?

ПРОБЛЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В связи с ростом сложности автоматических систем и необходимостью ускорения проектирования все шире применяется вычислительная техника для их разработки. Задачу проектирования систем управления можно разбить на две взаимосвязанные подзадачи:

- выбор технических средств;
- разработка и техническая реализация алгоритма управления.

Первая задача решается построением банка данных для технических средств, вторая — построением системы автоматизированного проектирования (САПР).

Банк данных должен содержать:

- типовые элементы устройств объектов управления;
- измерительные устройства;
- исполнительные устройства;
- усилительные и преобразовательные элементы;
- промышленные регуляторы.

В состав сведений об элементах должны входить технические характеристики и математические модели различного уровня сложности.

Проектирование автоматических систем начинается с предварительного выбора элементов по техническим требованиям и условиям эксплуатации. Разработчик вводит в ЭВМ исходные данные, такие, как измеряемый параметр, диапазон измерения, точность измерения, форма представления сигнала, условия эксплуатации и др., и по этим данным ЭВМ производит отбор элементов, удовлетворяющих поставленным требованиям. Разработчик производит выбор элемента с учетом специфических требований, например стоимости изделий, однотипности всех элементов системы и др. ЭВМ на этом этапе выступает в качестве справочника и консультанта.

После выбора всех элементов и устройств системы выбираются их математические модели. Модели могут быть различного уровня сложности; следовательно, они с различной степенью точности описывают движение элементов.

И хотя всем элементам присущи нелинейности, для расчета систем и предварительной оценки качества процессов целесообразно вначале выбрать линейные модели, для которых наиболее полно разработаны методы анализа и синтеза. На основе линейной модели и производится синтез законов управления во многих случаях.

Однако результаты расчета могут значительно отличаться от результатов последующего эксперимента с готовой системой управления вследствие грубости модели объекта и неточной оценки ее параметров. Поэтому возникает задача исследования системы путем моделирования ее динамики на ЭВМ с использованием более совершенной, более сложной модели. Необходимость такой процедуры обусловлена несовершенством методов синтеза и ограниченностью класса систем, для которых такие методы разработаны.

Определенные трудности возникают при составлении математической модели объекта управления.

В банке данных может не оказаться подходящей модели. В этом случае объект расчленяют на типовые узлы (трубопроводы, вентили, реакторы, двигатели, редукторы, насосы, теплообменники и т. д.) и составляют модель объекта как комбинацию моделей его узлов. Разумеется, модели узлов должны быть в банке данных.

Для оперативного создания моделей разрабатываются управляющие программы, которые на основании указаний проектировщика о связях между отдельными блоками системы и параметрах строят уравнение системы.

В этом случае возникает проблема определения (уточнения) параметров моделей. Эта задача может быть решена путем обработки результатов соответствующим образом поставленного эксперимента, т. е. проведения идентификации объекта (см. гл. 2).

В литературе читатель может найти ряд разработок алгоритмов и программ для идентификации объектов управления.

Завершается создание модели оценкой характеристик внешних возмущающих воздействий, задающих сигналов и помех в каналах измерения.

После создания модели заданной части системы и оценки возмущающих воздействий приступают к синтезу закона управления.

При синтезе законов управления существует два подхода: выбор закона управления, обеспечивающего выполнения технических требований к системе, и выбор закона управления, оптимального в выбранном классе. Последняя постановка задачи легче формализуется и более разработана благодаря методам, созданным Р. Беллманом, Л. С. Понтрягиным и другими математиками. Методы синтеза гарантируют получение требуемого или оптимального закона управления (алгоритма, уравнения, передаточной функции регулятора). Но, к сожалению, они применимы для относительно узкого класса автоматических систем.

Для более широкого класса применимы методы анализа, которые позволяют получить оценку показателей качества при выбранном алгоритме управления, но не решают задачу выбора алгоритма управления, обеспечивающего выполнение технических требований или оптимального качества. Поэтому часто методы анализа сочетаются с поисковыми методами оптимизации, которые позволяют отыскивать параметры управляющего устройства, обеспечи-

вающие требуемое или наилучшее качество процессов. Структура регулятора при этом выбирается на основании личного опыта или интуиции разработчика.

Методы анализа разработаны для более широкого класса систем управления, чем методы синтеза, однако они пригодны не для всех систем и далеко не на все вопросы о качестве позволяют дать ответ.

Наконец, для наиболее широкого класса автоматических систем существуют методы имитационного моделирования на аналоговых и цифровых вычислительных машинах и полунатурного моделирования. Эти методы основаны на решении уравнений, описывающих движение математической модели системы. Однако они более трудоемки, чем методы анализа, поскольку требуют решения уравнений при самых разных начальных условиях. Методы моделирования позволяют вычислять значения качества процесса управления, а следовательно, допускают последующее применение поиска оптимальной настройки. Однако в отличие от методов анализа здесь не удастся получить аналитическую зависимость показателя качества от параметров управляющего устройства. Поэтому при отыскании оптимального качества резко увеличиваются затраты на поиск.

Как в случае применения методов анализа, так и в случае использования моделирования возможен единственный подход к проектированию устройств управления. Разработчик на основе своего опыта, интуиции, сведений об аналогах выбирает алгоритм управления, область допустимых значений параметров, ограничений и при помощи ЭВМ производит методами анализа или моделирования исследование качества процессов в системе и отыскание наивыгоднейших значений параметров. Для этого он изменяет закон управления или параметры регулятора и повторяет анализ или моделирование. В результате перебора значений параметров или направленного поиска отыскивается оптимальное их значение.

Но процедура оптимизации исключительно трудоемка, поскольку размерность пространства параметров может быть высокой, а сходимость процедуры поиска доказать очень трудно, так как аналитическая зависимость показателя качества от параметров регулятора, как правило, неизвестна.

Система автоматизированного проектирования дает разработчику автоматических систем инструмент для расчета параметров регулятора, позволяющий решать задачи, которые не могут быть решены без использования ЭВМ.

Развитие этого аппарата требует проведения теоретических исследований, связанных с выбором шага интегрирования дифференциальных уравнений, оценкой времени или машинных затрат на процедуру решения, выбора методов и шага поиска, доказательства сходимости процедуры поиска оптимального управления, разработки методов проверки устойчивости систем. Дело в том, что процедура оптимизации имеет смысл только для устойчивой системы.

Если система неустойчива, то все функционалы равны бесконечности, а решения расходятся. Процедура отыскания области устойчивости в пространстве параметров может быть выполнена только методом перебора, что резко увеличивает трудоемкость работы.

Также крайне велик риск неудачи при оптимизации вследствие того, что зависимость целевой функции от параметров неизвестна.

В последнее время создаются гибридные системы для моделирования и оптимизации. В этих системах используются аналоговые вычислительные устройства для решения дифференциальных уравнений и цифровые устройства для остальных операций.

Успех применения программной системы определяется рядом ее функциональными возможностями и целым рядом специфических требований, среди которых следует выделить:

- проблемно-ориентированный язык, близкий к привычному языку пользователей-разработчиков;

- диалоговый режим работы;

- блочное построение программы на принципе замещения, при котором в каждый момент в оперативной памяти находятся управляющая программа и один из модулей, выполняемых в этот момент, а остальные модули — во внешней памяти;

- возможность расширения функциональных возможностей дополнительными модулями;

- обширная библиотека;

- инфраструктура для документирования результатов.

Все это требует прежде всего технических средств с высокой скоростью передачи данных.

К проблемно-ориентированному языку предъявляются требования, чтобы список команд обеспечивал широкий диапазон методов проектирования, так как инженер может использовать только те методы, которые нашли свое выражение в конкретных командах. Вместе с тем команды должны быть достаточно представительными, чтобы число команд для решения задачи было невелико, и отражать общепринятые теоретические подходы. Список команд должен быть невелик, а написание их — несложным.

Для инженеров или начинающих пользователей очень удобной формой работы является диалоговый (интерактивный) режим работы с ЭВМ, когда пользователь отвечает на вопросы, задаваемые ЭВМ.

Работая с системой САПР, инженер может получить решение задачи за несколько часов, причем результаты будут хорошо документированы. Инженеру при этом не требуется помощь программистов. Только внедрение САПР позволяет эффективно использовать современную теорию автоматического управления. В нашей стране и за рубежом разработаны системы автоматизированного проектирования для решения рассмотренных выше задач; эти системы продолжают интенсивно разрабатываться.

ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

В связи с тем, что модель объекта известна лишь приближенно, а параметры объекта могут изменяться непредвиденным образом в процессе эксплуатации при изменении режима работы, возникает необходимость построения адаптивных регуляторов.

Адаптивные регуляторы изменяют в определенных пределах свои параметры или закон управления, приспособляясь к изменению объекта. Регуляторы с фиксированными параметрами оказываются малоприспособными при изменении параметров объектов в широких пределах. Применение же адаптивных регуляторов позволит решить и другую проблему — использовать регуляторы одной структуры для широкого класса объектов и задач, т. е. организовать их массовое производство.

Адаптивные регуляторы должны в процессе эксплуатации подстраиваться под изменения параметров объекта. Эта подстройка достигается двумя путями. В первом случае производится оценка параметров модели и аналитическая подстройка параметров регулятора по результатам идентификации. Во втором случае применяются поисковые методы оптимизации критерия качества. Могут быть и комбинированные методы. В случае поисковой системы оптимизации необходим блок оценки качества процессов управления, вычисляющий оценку типа скользящего среднего и блок настройки параметров, изменяющий параметры регулятора.

Для осуществления поиска оптимальных параметров блок настройки осуществляет изменения параметров в небольших пределах и вычисляет оценку градиента критерия качества в пространстве изменяемых параметров и на основе этой оценки изменяет параметры в нужную сторону.

Платой за такую «настороженность» регулятора являются потери качества, вызванные отклонением параметров от их оптимальных значений.

Процедура поиска является относительно медленной и при быстрых, резких и частых изменениях параметров объекта может не обеспечить требуемое качество процессов. Поэтому желательно в структуре адаптивного регулятора сочетать поиск с аналитической подстройкой на основе идентификации. В таких устройствах можно использовать обучение, когда для каждого значения оценки параметров модели объекта находится и запоминается оптимальная настройка регулятора и при повторении этих параметров производится беспойсковая настройка.

До недавнего времени подобных устройств практически не было по причинам сложности технической реализации. Однако успехи в развитии вычислительной техники и микроэлектроники позволяют реализовать такие адаптивные регуляторы.

Применение адаптивных регуляторов не снимает необходимос-

ти развития систем автоматизированного проектирования, изучения объектов управления. Более того, возникают новые задачи, связанные с обеспечением сходимости процедуры и качества настройки регуляторов.

Заключение

Микроэлектроника за сравнительно короткий период своего развития (примерно 30 лет) прошла большой путь. Одновременно с резким развитием уровня интеграции микросхем, значительным уменьшением минимальных размеров элементов топологии, повышением процента выхода годных ИМС создавалось принципиально новое технологическое и контрольно-измерительное оборудование микроэлектроники.

С начала 80-х годов нашего века разрабатывается субмикронная микроэлектроника, предназначенная для изготовления БИС, БИС МП, БИС ЗУ, СБИС, однокристалльных микроЭВМ с субмикронными размерами элементов топологии. Естественно, что при этом одновременно создается новое поколение технологического оборудования микроэлектроники в виде роботизированных комплексов и автоматических поточных линий, управляемых микропроцессорами или микроЭВМ.

В новом технологическом оборудовании все шире используются прогрессивные технологические процессы: рентгеновская, электронная и ионная литография, ионная имплантация, лазерный отжиг, молекулярно-лучевая эпитаксия и др. Предполагается, что в ближайшие годы будут созданы заводы-автоматы по производству ИМС.

Решение этих задач ставит весьма сложные проблемы перед разработчиками систем управления технологическим оборудованием. В связи с этим предложенная книга может оказать помощь в улучшении подготовки инженеров — создателей нового поколения технологического оборудования микроэлектроники.

Список литературы

1. Блинов И. Г., Кожитов Л. В. Оборудование полупроводникового производства: Учеб. пособие для студентов вузов. М., 1986. 264 с.
2. Букреев С. С. Силовые электронные устройства: Введение в автоматизированное проектирование. М., 1982. 256 с.
3. Ивоботенко Б. А. и др. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под ред. М. Г. Чиликина. М., 1971.
4. Дубовой Н. Д. и др. Автоматизация измерений и контроля электрических и неэлектрических величин / Под ред. А. А. Сазонова. М., 1987.
5. Измерения и контроль в микроэлектронике: Учеб. пособие для вузов по специальностям электронной техники / Н. Д. Дубовой, В. И. Осокин, А. С. Очков и др.: Под ред. А. А. Сазонова. М., 1984.
6. Конструирование и технология микросхем / Под ред. Л. А. Коледова. М., 1984. 231 с.
7. Макаров И. М. Системные принципы создания гибких автоматизированных производств ГАП. Кн. 1. М., 1986. 175 с.
8. Онегин Е. Е. Точное машиностроение для микроэлектроники. М., 1986.
9. Пузырев В. А. Управление процессами производства микроэлектронных приборов. М., 1984. 160 с.
10. Рей У. Методы управления технологическими процессами. М., 1983. 367 с.
11. Федорков Б. Г., Телец В. А., Дегтяренко В. П. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. М., 1984. 120 с.
12. Эйххофф П. Основы идентификации систем управления. Оценивание параметров и состояния. М., 1975. 683 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава 1. Автоматизация производства в микроэлектронике	6
§ 1.1. Тенденции автоматизации производства интегральных микро- схем	6
§ 1.2. Основы технологии СБИС	10
§ 1.3. Требования к системам управления гибкими автоматизирован- ными производствами в микроэлектронике	14
§ 1.4. Организационно-технологическое управление гибкими автомати- зированными производствами	20
§ 1.5. Иерархическая структура управления производством	24
§ 1.6. Локальные вычислительные сети	27
Контрольные вопросы	33
Глава 2. Моделирование и идентификация элементов и систем технологи- ческого оборудования	33
§ 2.1. Математические модели технологических объектов микроэлект- роники	33
§ 2.2. Идентификация	44
§ 2.3. Методы моделирования	65
§ 2.4. Применение моделей в автоматических системах	71
Контрольные вопросы	73
Вопросы для упражнений	73
Глава 3. Информационно-измерительные системы	74
§ 3.1. Измерительная информация и ее роль в технологическом про- цессе	74
§ 3.2. Структурные схемы ИИС	76
§ 3.3. Основные компоненты ИИС	85
§ 3.4. Метрологические характеристики ИИС	97
§ 3.5. Перспективы развития ИИС в микроэлектронике	105
Контрольные вопросы	108
Глава 4. Управляющие устройства	109
§ 4.1. Общие требования к алгоритмам управления	109
§ 4.2. Реализация алгоритма управления в управляющем устройстве	114
§ 4.3. Выбор структурной схемы управляющего устройства	122
§ 4.4. Усилители и регуляторы мощности	128
Контрольные вопросы	142
Глава 5. Системы управления перемещениями и электропривод	142
§ 5.1. Требования к электроприводам технологического оборудования микроэлектроники и типы применяемых приводов	142
§ 5.2. Приводы с двигателями постоянного тока	146
§ 5.3. Шаговый электропривод	159
§ 5.4. Шаговый электропривод в режиме бесконтактной машины по- стоянного тока	173
	333

§ 5.5. Прецизионные координатные системы с линейными шаговыми двигателями	186
§ 5.6. Пьезоэлектрический привод	194
Контрольные вопросы	200
Глава 6. Системы управления тепловыми процессами	200
§ 6.1. Модели тепловых технологических объектов	200
§ 6.2. Алгоритмы управления температурой	203
§ 6.3. Аппаратная реализация САУ тепловыми процессами	214
§ 6.4. Системы автоматического управления тепловыми объектами	225
Контрольные вопросы	229
Глава 7. Системы управления потоками парогазовых смесей	230
§ 7.1. Методы измерения расхода потоков ПГС	230
§ 7.2. САУ потоками ПГС	231
§ 7.3. Аппаратные средства систем управления ПГС	238
Контрольные вопросы	252
Глава 8. Системы управления плазмохимическими процессами	253
§ 8.1. Управление процессом ПХО	253
§ 8.2. Система управления оборудованием ПХО	264
§ 8.3. Аппаратные средства систем управления ПХО	275
§ 8.4. Программное обеспечение систем управления оборудованием ПХО	283
§ 8.5. Системы автоматического управления ПХО	290
Контрольные вопросы	294
Глава 9. Средства контроля и управления технологическим микроклиматом	294
§ 9.1. Требования к параметрам технологического микроклимата	294
§ 9.2. Чистые производственные помещения	297
§ 9.3. Измерительные преобразователи параметров технологического микроклимата	301
§ 9.4. Особенности управления температурой и влажностью	316
§ 9.5. Информационно-управляющая система параметрами микроклимата и технологических сред	319
Контрольные вопросы	325
Проблемы автоматизации проектирования	326
Проблемы построения адаптивных регуляторов	330
Заключение	331
Список литературы	332

Учебное издание

Сазонов Александр Афанасьевич
Корнилов Ростислав Васильевич
Кохан Николай Петрович
Лукичев Александр Юльевич
Осокин Вячеслав Иванович
Таран Валентин Анатольевич
Федукин Владимир Александрович

**АВТОМАТИЗАЦИЯ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ
МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ**

Зав. редакцией *Н. И. Хрусталева*
Редактор *В. И. Милешин*
Младшие редакторы *Г. Г. Бучина, Л. А. Гусакова*
Художник *В. М. Боровков*
Художественный редактор *Т. М. Скворцова*
Технический редактор *В. М. Рожанова*
Корректор *Г. И. Котрикова*

ИБ № 6266

Изд. № СТД—644. Сдано в набор 16.10.90. Подл. в печать 29.03.91. Формат 60×83¹/₁₆.
Бум. офс. № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Объем 20,58 усл. печ. л.
20,58 усл. кр.-отт. 21,86 уч.-изд. л. Тираж 11 000 экз. Зак. № 654. Цена 1 р. 60 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, ул. Неглинная, д. 29/14.

Московская типография № 8 Государственного комитета СССР по печати, 101898, Москва,
Хохловский пер., 7.

Автоматизация технологического оборудования микроэлектроники: Учеб. пособие для вузов по приборостр. спец. / А. А. Сазонов, Р. В. Корнилов, Н. П. Кохан и др.; Под ред. А. А. Сазонова. — М.: Высш. шк., 1991. — 334 с.: ил.
ISBN 5-06-000731-6

В книге рассматриваются вопросы разработки систем управления основными технологическими процессами интегральных микросхем, в том числе вопросы моделирования и идентификации технологического оборудования, разработки информационно-измерительных систем, управляющих и исполнительных устройств, а также системы управления некоторых конкретных технологических процессов и технологического микроклимата.

А 2402000000(4309000000)—259 164—91
001(01)—91

ББК 32.96
6Ф 6