



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(ДГТУ)

Факультет «Автоматизация, мехатроника и управление»
Кафедра «Автоматизация производственных процессов»

Краткий конспект лекций по дисциплине
«Информационные устройства автоматизации»

Ростов-на-Дону
2024

Составитель: Губанова А.А.

Конспект лекций по дисциплине «Информационные устройства автоматизации» ориентирован на студентов по направлению 15.03.04 «Автоматизация технологических процессов и производств». Представленный материал может быть также использован студентами других направлений.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Информационно-измерительные системы автоматизированного оборудования.....	5
1.1. Общая классификация информационно-измерительных систем (ИИС).5	
1.2. Общие понятия и определения.....	5
1.3. Источники информации в СУ и обратные связи.	7
1.4. Влияние места расположения датчика информации на точность обработки.	9
1.5. Анализ функциональной схемы ИИС станка с ЧПУ в составе автоматизированных станочных комплексов.	11
1.6. Особенности информационных систем промышленных роботов.	14
1.7. Порядок обработки информационного сигнала в ИИС автоматизированного оборудования.....	16
2. Измерительные преобразователи в информационных системах.	19
2.1. Классификация ИП.....	19
По виду входного сигнала.....	19
2.2. Основные параметры и характеристики ИП.	20
2.3. Погрешности измерительных преобразователей и их метрологические характеристики.	23
3. Измерительные цепи аналоговых преобразователей.....	30
3.1. Структурные схемы измерительных преобразователей и цепей передачи измерительной информации.	30
3.2. Принцип согласования по сопротивлению измерительных преобразователей в цепях передачи измерительной информации.....	36
3.3. Анализ измерительных цепей преобразователей аналогового сигнала.	41
4. Электрический сигнал - носитель информации.	57
4.1. Измерительные информационные сигналы. Их модели и параметры.57	
4.2. Временная область представления квазидетерминированных сигналов.	62
4.3. Частотная область представления квазидетерминированных сигналов.	65

Автоматизация производственных процессов

4.4. Описание сигналов автокорреляционной (корреляционной) функцией.	71
5. Обработка измерительной информации.	73
5.1. Дискретизация измерительной информации.	73
5.2. Измерение количества информации, доставляемой сигналом.	83
5.3. Модуляция измерительных сигналов.	88
5.4. Кодирование измерительной информации.	95
6. Цифровые измерительные устройства.	99
6.1. Структурная схема, характеристики, классификация аналого-цифровых преобразователей.	99
6.2. Виды аналого-цифровых преобразователей.	103
7. Цифровые преобразователи информации в информационно-измерительных системах автоматизированного оборудования.	131
7.1. Системы путевого контроля в станках с ЧПУ.	134
7.2 Датчики положения в электроприводах электромеханических систем.	135
7.3. Классификация и сравнительный анализ датчиков положения.	135
7.4. Первичные преобразователи датчиков перемещения.	139
7.5. Цифровое преобразование аналоговой информации первичных преобразователей.	147
7.6. Компоновка типовых датчиков перемещений.	149
7.7. Кодовые преобразователи перемещений.	158
7.8. Фазовые цифровые преобразователи, перемещений (ФПП).	162
7.10 Измерительные преобразователи крутящего момента.	174
7.11 Измерительные преобразователи вибраций.	177
Рекомендуемая литература.	183

1. Информационно-измерительные системы автоматизированного оборудования

1.1. Общая классификация информационно-измерительных систем (ИИС).

Измерительная информационная система (ИИС) (ГОСТ 8.437-81) представляет собой совокупность функционально объединенных измерительных, вычислительных и вспомогательных технических средств для получения измерительной информации, ее преобразования, обработки с целью представления в требуемом виде, либо осуществления логических функций контроля, диагностики, идентификации.

В зависимости от реализуемых функций измерительно-информационные системы (ИИС) выполняются в виде измерительных систем (ИС), систем автоматического контроля (САК), систем технической диагностики (СТД), распознавания (идентификации) образов (СРО). В три последних ИС входит как составная часть. Информация, характеризующая объект измерения, воспринимается ИИС, обрабатывается по некоторому алгоритму, в результате чего на ее выходе получается информация, отражающая состояние данного объекта. ИИС, входящая в состав более сложных систем (вычислительных комплексов, систем управления), может быть источником информации для этих систем с целью управления объектом. В функции непосредственно ИИС не входит использование информации для управления, а только получение и обработка этой информации.

По характеру взаимодействия с объектом ИИС делятся на активные и пассивные. Пассивные ИИС лишь воспринимают информацию от объекта, а активные действуют на объект через устройство внешних воздействий систем управления (СУ).

1.2 Общие понятия и определения.

Информация - это совокупность сведений, уменьшающих начальную неопределенность знаний об объекте (процессе).

Информацию о количественных характеристиках свойств объекта или процесса получают путем измерений, таким образом, при изучении объекта или процесса мы осуществляем информационно - измерительный процесс.

Этот процесс возникает в результате установления связи между двумя объектами: источником или генератором информации и ее приемником или получателем.

Совокупность источника и приемника информации образует информационно-измерительную систему (ИИС).

Автоматизация производственных процессов

Информационная система имеет связи (внутренние и внешние) с существенными структурными особенностями - информационные связи.

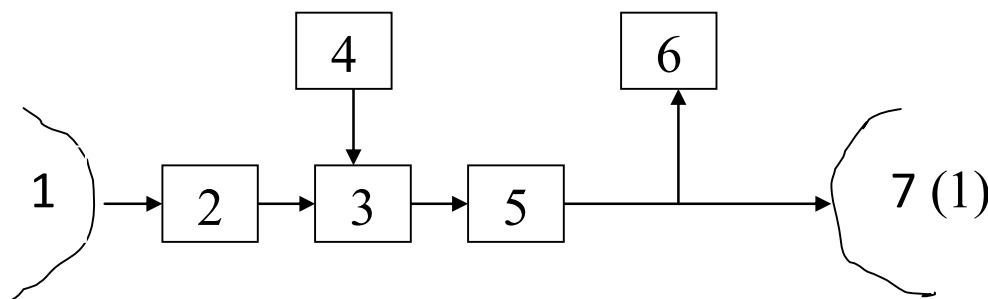


Рис. 1. Функциональная схема ИИС.

1 - объект (источник информации); 2 - подсистема восприятия информации (рецепторы); 3 - подсистема обработки информации; 4 - модель объекта (процесса); 5 - подсистема передачи информации (коммуникации); 6 - подсистема хранения и отображения информации; 7 - объект-приемник.

Элементы ИИС - измерительные преобразователи, измерительные схемы, средства вычислительной техники (ЭВМ, МП, контроллеры), средства связи.

Таким образом, информационный процесс- это совокупность процессов получения, хранения, транспортировки, преобразования и представления информации (взяты отдельно или в совокупности).

Говоря о многообразии, сложности и многоуровневости проявления информационных процессов, следует иметь в виду, что все они содержат три составляющие:

- восприятие некоторого физического явления как сигнала и преобразование его формы (рецепция);
- изменение модели под воздействием сигнала (интерпретация);
- пространственно-временная передача сигнала как для объединения подсистем ИИС, так и для образования ансамблей отдельных систем (коммуникация).

Мы будем анализировать место ИИС в системах управления автоматизированным оборудованием (АО), поэтому следует отметить, что наиболее перспективной, правильно отражающей системный подход к классификации СУ, является классификация их по информационному признаку, предложенному профессором Кобринским А.Е.: *"Под информационным признаком СУ понимается количество и структура информации, передаваемой*

от источника информации к ее приемнику - соответствующим блокам технологического оборудования".

Информационные устройства - связывают источник информации в технологическом процессе, оборудовании или окружающей среде с соответствующими исполнительными органами оборудования, т. е. служат для реализации информационного процесса - получения, обработки и преобразования информации в целях управления объектом (в цепях ОС).

Чем полнее информация, используемая в системах управления, тем выше качество работы системы и шире ее функциональные возможности.

1.3. Источники информации в СУ и обратные связи.

Источником информации в СУ могут служить: программа управления, информационно-измерительная система, окружающая среда и адаптивный блок.

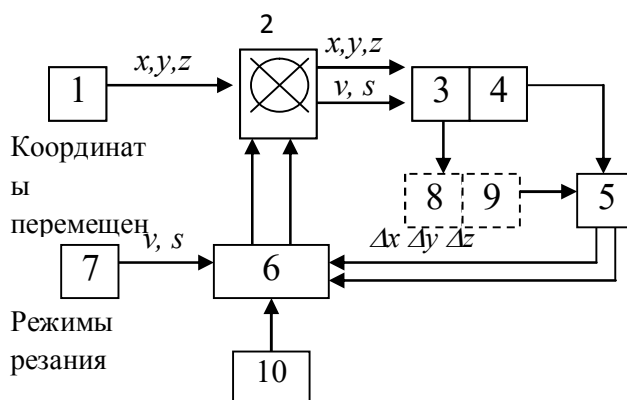


Рис. 2. Структурная схема СУ станка с программным управлением.

1, 7 - задатчики программы; 2 - программное устройство; 3 - исполнительные органы технологического оборудования; 4, 9, 10 - датчики текущей информации; 5 - блок обработки информации; 6 - адаптивный блок; 8 – деталь.

Координаты перемещения инструмента АО из устройства задачи программы 1 поступают в программное устройство 2, куда одновременно поступают от задатчика 7 данные о режимах обработки (v, s) непосредственно или через адаптивный блок 6.

Программное устройство 2 может содержать информацию о траектории движения инструмента (или рабочего органа), о режимах резания (v, s) и о различных технологических командах. В процессе работы оборудования 3 с помощью датчиков 4, установленных на нем, измеряются параметры оборудования, функционально связанные с выходным размером детали: температура режущей кромки инструмента, крутящий момент главного вала привода, сигнал виброакустической эмиссии (ВАЭ) из зоны резания и др., по которым можно определить оптимальные режимы обработки изделия в блоке 6.

Автоматизация производственных процессов

Информация от датчиков 4 после предварительной обработки в 5 подается в адаптивный блок 6, где с помощью вычислительных устройств определяются оптимальные режимы резания, которые сравниваются с поступающими в этот блок параметрами режима резания v и s , устанавливаемыми в программном устройстве 7.

Система управления также может иметь устройства, получающие информацию о состоянии окружающей среды 10, которая также поступает в адаптивный блок 6. В самонастраивающейся (адаптивной) СУ используется информация о погрешностях размеров обрабатываемых деталей от датчиков ИИС 9 - системы активного контроля. Эти данные также подаются в блок 6 для оптимизации режимов обработки.

Таким образом в современной системе ПУ используется ряд контрольно - измерительных устройств, в которые обязательно входят первичные преобразователи информации (датчики) о перемещении рабочих органов станка или инструмента, размере обрабатываемой детали, температурных или силовых деформациях, температуре в зоне резания, возмущениях, возникающих из-за изменений припуска и твердости материала заготовки и др.

Если рассмотреть в качестве объекта металлорежущий станок, то можно определить места получения возможной информации в виде возмущающих воздействий, требующих внесения корректировки в программу обработки изделия, при помощи ИС.

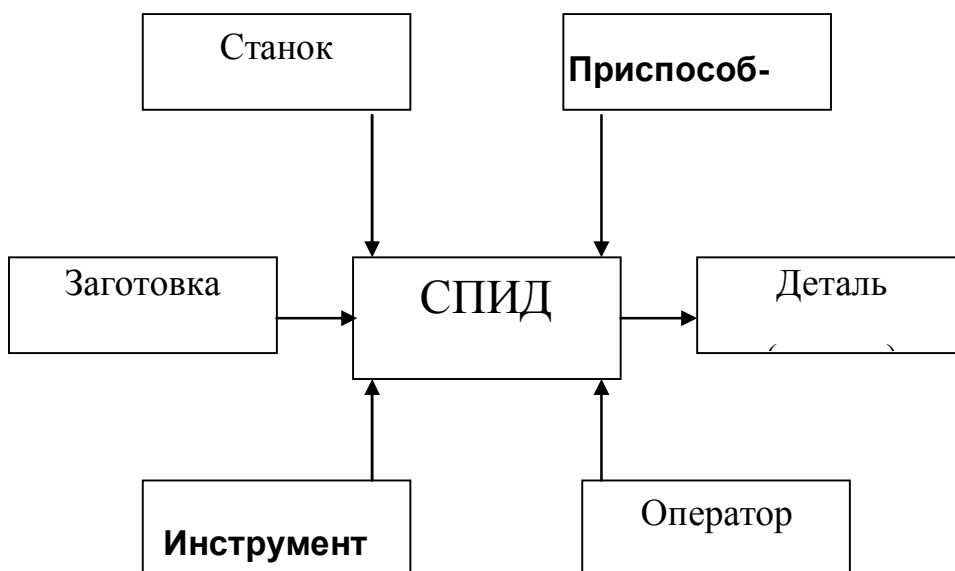


Рис.3. Схема взаимодействия источников возмущающих воздействий в системе СПИД (станок-приспособление - инструмент - деталь)

Источники возмущающих воздействий:

- заготовка: размер, твердость материала, температура;

Автоматизация производственных процессов

- станок: режимы обработки (скорость и глубина резания), жесткость, температура;
- приспособление: геометрическая точность, жесткость, точность установки на станке, температура;
- инструмент: точность, жесткость, температура, износ;
- оператор: погрешность установки заготовки, погрешность настройки станка.

Влияние этих возмущающих воздействий на размер детали оценивается в отдельности или в совокупности, непосредственно или косвенно через параметры системы СПИД, связанные и ответственные за формирование размера детали. Для сбора информации о контролируемых возмущающих воздействиях, ее обработки и представления в СУ для управления точностью изготовления деталей и служит ИИС.

Все информационные измерительные устройства в определенной совокупности участвуют в создании обратных связей для стабилизации или оптимизации процесса обработки.

Источником создания входных параметров в системах управляющих сигналов являются исполнительные органы станка или иного АО: двигатель привода подачи, электромагнит, воздействующий на храповое или золотниковое устройство механических подач, поршень системы гидропривода.

Источником выходных параметров СУ может служить непосредственно размер обрабатываемой детали (регулируемый размерный параметр) или какой-либо иной, связанный с ним функциональной зависимостью: положение режущей кромки инструмента, положение исполнительных органов станка (бабок, ходовых винтов и т.д.).

Датчики, получающие информацию при изменении положения режущего инструмента или рабочих органов, называются датчиками положения, а обратные связи (ОС) с ними – обратными связями по положению.

1.4. Влияние места расположения датчика информации на точность обработки.

С точки зрения обеспечения качества обработки (размер и форма детали, качество поверхности) эти ОС обладают различной способностью к компенсации технологических погрешностей.

Точность ОС зависит от протяженности звеньев размерных цепей станка, в состав которых входит регулируемый размерный параметр, и от погрешности размеров этих звеньев.

Это и надо учитывать при установке датчика информации о ходе процесса обработки изделия на узлах оборудования.

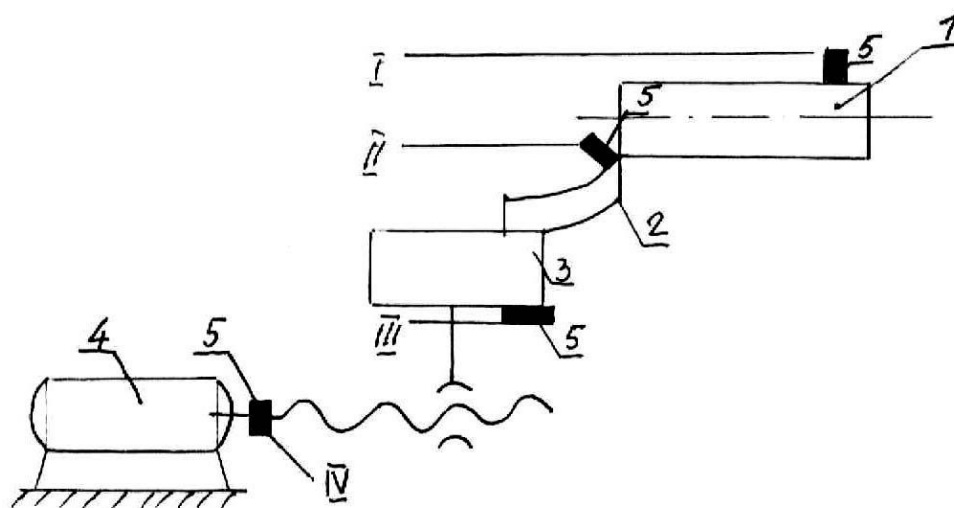


Рис. 4. Схема возможного расположения датчиков в системе СПИД.

1 - обрабатываемая деталь; 2 – резец; 3 - исполнительное устройство; 4 - двигатель подач; 5 - датчик информации; I - IV – вид обратной связи.

Если выходным параметром системы управления служит размер обрабатываемой детали, то задача компенсации технологических погрешностей решается наиболее полно. Это обеспечивается ОС-1, которая охватывает всю размерную цепь системы СПИД. Устраняется влияние тепловых и силовых деформаций системы, износа режущего инструмента, кинематических погрешностей передач и возмущающих воздействий заготовки. Погрешность определяется лишь погрешностью измерительной системы и смещением зоны контроля- запаздыванием выдачи информации по отношению к моменту ее получения.

В остальных видах ОС "степень замкнутости" уменьшается, размерная цепь, охваченная ОС, уменьшается, и увеличивается количество некомпенсированных влияющих факторов (возмущающих воздействий). Все остальные ОС являются ОС по положению.

ОС-II - не компенсируются деформации детали, центров, возмущающие воздействия заготовки.

ОС-III - не компенсируется всё по ОС-II и дополнительно - величина износа инструмента, деформация исполнительных устройств.

ОС-IV - является наименее точной ОС, она контролирует скорость вращения двигателя привода подач.

Вместе с тем следует отметить, что в настоящее время практически не получили распространения информационные устройства, использующие информацию о размере детали по ОС-I из-за сложности ее реализации ("затемненность" зоны резания). Размер детали обеспечивается косвенным образом, в основном по положению исполнительных органов (ОС-III), иногда

Автоматизация производственных процессов

рабочих органов (ОС-II), что естественно приводит к неполной компенсации технологических погрешностей и снижению точности обработки.

1.5. Анализ функциональной схемы ИИС станка с ЧПУ в составе автоматизированных станочных комплексов.

Использование в промышленности автоматизированных станочных комплексов (АСК), включающих станок с ЧПУ, робот или манипулятор и транспортную систему привело к необходимости объединять разрозненные контрольно-измерительные устройства в единую ИИС.

Для оптимизации построения системы измерительных средств целесообразно использовать два критерия: 1) получение информации с требуемой точностью и в необходимом объеме; 2) экономичность получения этой информации с учетом всех затрат, необходимых для создания и использования ИИС.

Интеграция всех измерительных средств в единую ИИС должна обеспечить оптимальный режим управления как отдельными станками, так и всем комплексом техпроцессов по изготовлению продукции заданного качества.

ИИС технологического модуля (станок+робот) в составе ИИС должна решать задачи:

- формирование сигналов ОС в функции перемещения рабочих (или исполнительных) органов оборудования для управления перемещениями в режимах цикловой автоматики и ПУ;

- формирование сигналов измерительной информации: о параметрах изделия, проверяемого непосредственно на станке; о положении режущего инструмента и обрабатываемого изделия относительно баз станка;

- выработка измерительной информации для диагностики работы станка о параметрах определяющих: состояние режущего инструмента, кинематическую точность, точность обхода контура и позиционирования, геометрическую точность, правильность функционирования узлов и систем станка, в том числе измерительных, правильность функционирования устройства числового программного управления (УЧПУ) и средств автоматики;

- выработка измерительной информации о параметрах изделия при его контроле вне станка;

- выработка измерительной информации для проверки и настройки инструмента вне станка.

Применительно к роботам решаются три первые группы задач.

Значительную часть перечисленных задач (текущий контроль) должны решать встроенные в станок измерительные системы, которые можно отнести к

Автоматизация производственных процессов

группе систем "информационной интерструктуры", обеспечивающей текущий контроль с частым обращением к информации.

Ряд задач решается измерительными средствами, расположенными вне станка, - это вторая группа измерительных систем - "информационная инфраструктура", характеризуемая периодическим обращением к информации. Теоретически каждый станок в составе АСК может быть оснащен всеми видами ИС, каждая из которых решает свою функциональную задачу.

Однако такая ИИС ведет к увеличению стоимости оборудования и снижению его надежности. Поэтому вопрос о составе ИИС решается в каждом конкретном случае при проектировании станков.

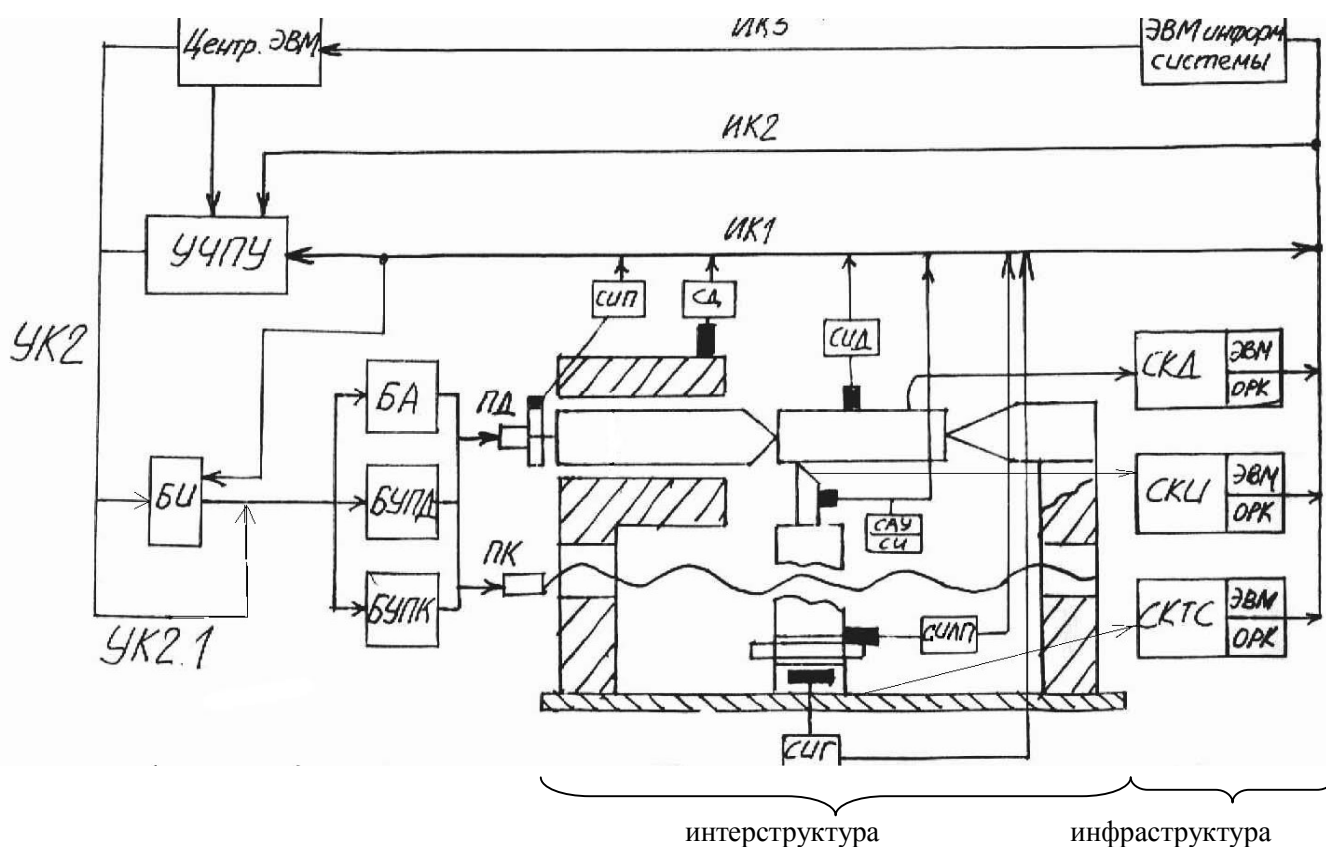


Рис. 5. Функциональная схема ИИС станка с ЧПУ в составе АСК.

В приведенной на рис.5 схеме введены следующие обозначения:

БИ - блок обработки информации; **БА** - блок автоматики; **БУПД** - блок управления приводом движения; **БУПК** - блок управления приводом коррекции; **ИК** - измерительный канал; **УК** - канал управления; **СКД** - средства контроля детали вне станка; **СКИ** - средства контроля инструмента вне станка; **СКТС** - средства контроля точности станка; **ОРК** - обработка результатов контроля; **СИП**, **СИЛП** - системы измерения перемещений; **СИД** - система измерения детали на станке; **СИГ** - система измерения геометрической точности станка; **САУ** - система адаптивного управления; **СД** - система диагностики станка; **СИ** - система контроля инструмента.

Автоматизация производственных процессов

Все подсистемы контроля, расположены на блоках и узлах АО, образуют информационную инфраструктуру: СИП, СД, СИД, САУ, СИ, СИЛП, СИГ.

Информационную инфраструктуру станка образуют автоматические информационно-измерительные системы:

- средства контроля вне станка детали – СКД;
- средства контроля инструмента вне станка – СИИ;
- средства определения точности станка (точность позиционирования, точность обхода контура, геометрическая точность) – СКТС.

Измерительная информация, вырабатываемая измерительными средствами инфраструктуры, образует единый информационный канал ИК-1, который обслуживает несколько контуров управления:

Первый уровень управления УК-1 образуется системой автономных независимо действующих контуров, в состав которых входят блоки обработки измерительной информации (БИ), в частном случае лишь с визуализацией результатов обработки (цифровая индексация, дисплей, графопостроитель), действующие на работу станка через блоки автоматики (БА), блоки управления приводом двигателя главного движения (БУПД) или коррекции (БУПК).

Те же автоматизированные системы при использовании канала ИК-1 позволяют осуществить программное управление станком с УЧПУ по каналу УК-2 с полным или частичным обходом блоков обработки измерительной информации БИ по каналу УК-21.

При работе в режиме ПУ возможно, а в ряде случаев необходимо, использование дополнительной информации контроля, поступающей по каналу ИК-2 от средств информационной инфраструктуры.

Так, информация от СКД позволяет скорректировать программу обработки по результатам измерения первых деталей.

Также необходима информация о расположении режущих кромок инструмента относительно соответствующих баз, вырабатываемая СИИ вне станка, для введения поправок в программу обработки.

И, наконец, СКТС вырабатывают информацию, которая используется для осуществления программной коррекции систематической погрешности винтовой пары станка.

Для обработки результатов контроля в состав средств инфраструктуры входят ЭВМ ОРК.

Автоматизация производственных процессов

Информационный канал ИК-3 необходим для управления от Ц-ЭВМ (центральной ЭВМ) группой станков или технологических модулей по результатам анализа контроля ЭВМ-И (ЭВМ информационной системы).

Может быть выявлен повышенный износ инструмента, увеличение систематической или случайной погрешности обработки, устойчивое нарушение нормальных режимов обработки. В этом случае необходимая управляющая информация поступает от Ц-ЭВМ по каналу УК-3.

Приведенная информационная структура условна, не оптимальна в силу ее избыточности, основная задача системного подхода состоит в упрощении ИИС.

1.6. Особенности информационных систем промышленных роботов

В современном гибком автоматизированном производстве наряду со станками с ПУ активно используют роботы для выполнения в основном транспортных операций (в мехобработке) по перемещению заготовок и изделий. Роботы и манипуляторы обязательно входят в состав гибких автоматизированных комплексов. Чаще всего это манипуляторы с жесткой (цикловой) программой, или роботы с программным управлением, аналогичным ПУ станка. Можно отметить также включение СУ робота в общую микроЭВМ, контроллер со станком или автоматической линией (АО ГПЗ-10 использует такие автоматические линии).

Однако, в настоящее время расширяется и парк роботов с адаптивным управлением и элементами искусственного интеллекта. В машиностроении они находят применение в операциях сварки, термообработки, сборки и т.д. в основном на больших машиностроительных заводах специализации автомобилестроения, авиастроения и др.

Информационная система в значительной мере определяет функциональные возможности промышленных роботов (ПР), сложность решаемых ими задач, эксплуатационную надежность и эффективность использования их в производственных условиях, а также является важным звеном в обеспечении безопасности обслуживающего персонала.

В зависимости от функционального назначения, характера решаемых задач ИИС ПР разделяются на ряд функциональных подсистем: подсистема восприятия внешней среды, подсистема контроля состояния ПР и подсистема обеспечения безопасности эксплуатации ПР.

Информационная подсистема восприятия окружающей среды - система сенсорная (чувствительная, передающая ощущения), используется при адаптивном управлении роботом, оснащенным микроЭВМ. Информация, поступающая с различных сенсорных устройств ПР, используется в СУ робота для обнаружения и распознавания объектов внешней среды (в том числе деталей), быстрого и точного измерения параметров внешней среды, построения

Автоматизация производственных процессов

цифровой модели и управления движением робота и его манипуляторов при выполнении различных операций.

Вторая функциональная подсистема обеспечивает решение следующих задач: диагностика, прогнозирование ресурса ПР, оценка положения и скорости ПР, аварийные блокировки.

Третья подсистема обычно не выделяется в самостоятельную, в ней используется информация и датчики первых двух подсистем.

Рис.6. Функциональные подсистемы ИС робота.

Все измерительные устройства (чувствительные элементы схем - сенсоры), используемые в измерительной системе ПР и ее подсистемах, функции которых указаны на рис. 6, по своей физической природе делятся на три больших группы: локационные, тактильные и технического зрения (рис. 7).

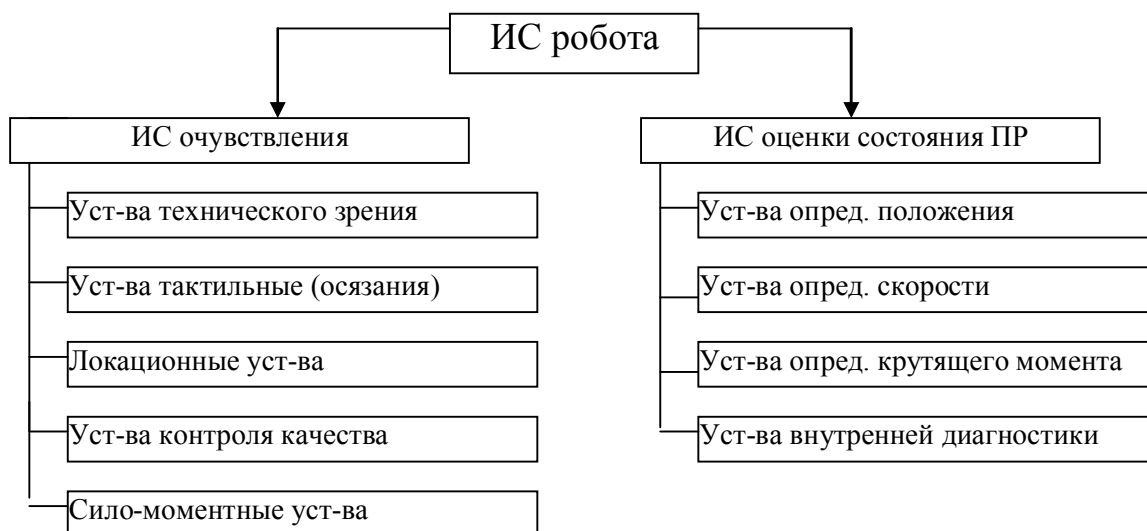


Рис. 7. Классификация сенсоров в ИС роботов.

Локационные работают, используя эффект отраженного от объекта сигнала, посылаемого на него передатчиком.

Тактильные используют эффект «ощупывания», учитывая изменение сигнала датчика при контакте с объектом.

Сенсоры, реализующие зрение, наиболее сложны и совершенны. Человек получает по зрительному каналу более 80% информации, необходимой для взаимодействия с внешней средой. Сигнал изображения имеет широкую полосу частот и требует совершенного оборудования для неискаженной его обработки. Алгоритм обработки зрительной информации сложен, и широкого распространения системы зрения в промышленности не получили.

Автоматизация производственных процессов

Система технического зрения решает задачи: распознавание плоских деталей, деталей на поточной линии, управление ПР, осуществление простейших операций сборки.

Задачи, решаемые осязанием: поиск, обнаружение предметов, определение их положения, схватывание и манипулирование с неориентированными объектами, распознавание формы предметов и их классификация, определение физических свойств объектов (масса, твердость, шероховатость и пр.), захват и удержание объекта с контролем усилия зажима (с целью предотвращения разрушения хрупких объектов), контроль за перемещением деталей при сборке, контроль смещений в захвате при воздействии динамических нагрузок. Датчики тактильного контактного типа располагаются на внутренних и внешних поверхностях захватного устройства ПР. Можно использовать пневматически выдвигаемый контактный щуп, искусственный палец, содержащий 4 контактных датчика.

Локационные устройства осуществляют контакт с внешней средой.

1.7. Порядок обработки информационного сигнала в ИИС автоматизированного оборудования

ИИС могут быть многоканальными (параллельного действия) и одноканальными (последовательного действия).

В последнее время операции измерения производятся последовательно во времени с помощью одного канала измерения. Если измеряется одна физическая величина, распределенная в пространстве или координаты точки, то используют один сканирующий датчик. Если измеряют несколько физических величин, возможно использовать один измерительный канал при наличии n-датчиков.

Информационные системы АО разнообразны по своим функциям и составу оборудования, однако, все они имеют ряд общих задач и в большинстве реализуются стандартными функциональными блоками.

Носителем информации в ИИС является электрический сигнал, получаемый на выходе первичного измерительного преобразователя, размещенного на отдельных элементах АО или вблизи них. Если отразить весь ход преобразования электрического сигнала в ИИС при реализации информационного процесса, то независимо от вида АО обобщенная структура ИИС едина (рис.8).

Обобщенная структурная схема ИИС содержит множество различных первичных преобразователей (ПП), размещенных непосредственно на АО или вне его стационарно или перемещающихся вместе с узлами оборудования.

Сигналы с ПП поступают в блок аналогового преобразования 2, который может содержать масштабные аналоговые П, коммутаторы аналоговых сигналов, аналоговые вычислительные устройства, аналоговые устройства памяти,

Автоматизация производственных процессов

устройства сравнения аналоговых сигналов, аналоговые каналы связи, аналоговые показывающие и регистрирующие устройства. Сигнал в этом блоке подготавливают для преобразования его в цифровую форму, которое производится в блоке 3.

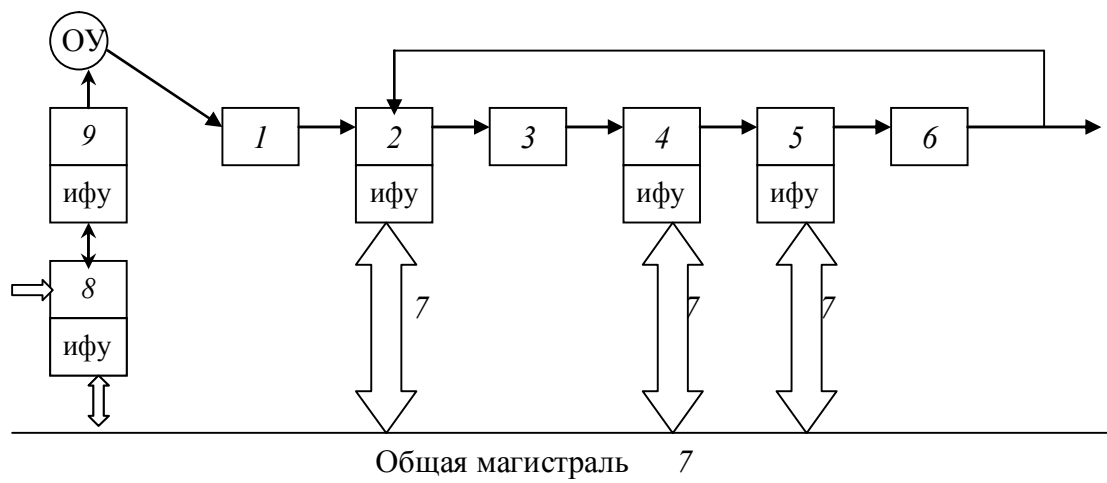


Рис. 8. Обобщенная структурная схема обработки сигнала ИИС АО.

1 - первичные преобразователи; 2 - группа аналоговых преобразователей;

3 - группа аналого-цифровых преобразователей (АЦП); 4 - множество цифровых преобразователей; 5 - цифровые устройства вывода и отображения информации;

6 - группа цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП); 7 - система шин; 8 - устройство управления; 9 – исполнительные устройства объекта управления;

ОУ – объект управления; ИФУ – интерфейсные устройства.

Дальнейшие действия над сигналом совершаются в блоке цифрового преобразования 4, где и формируется командный сигнал (сигнал управления) в цифровой форме. Это действие обычно производится в вычислительном устройстве - ЭВМ, микропроцессоре, контроллере и др. Возможна передача этих функций устройству управления 8 (станок с ЧПУ, ЭВМ и др.). Кроме основного вычислительного устройства блок цифровых устройств содержит формователи импульсов, преобразователи кодов, цифровые коммутаторы, устройства памяти, устройства сравнения кодов, каналы цифровой связи.

Обработанная в блоках 3,4 информация может в цифровой форме быть выведена на устройства отображения и зарегистрирована в устройствах регистрации - блок 5. В этом блоке содержится формователи кодо-импульсных сигналов, печатающие устройства записи на перфоленту и считывания с перфоленты, накопители информации на магнитной ленте, на магнитных дисках и на гибких магнитных дисках, дисплеи, сигнализаторы, цифровые индикаторы.

Часто управляющий сигнал на исполнительные органы должен поступать непрерывно (аналоговый сигнал), поэтому из блока 5 он поступает в блок цифро-

Автоматизация производственных процессов

аналоговых преобразователей 6, где преобразуется в аналоговую форму и через блок 2 и общую магистраль подается к объекту управления.

ИИС в настоящее время проектируют на основе агрегатного (модульного) принципа, по которому устройства, образующие систему, выполняются в виде отдельных функциональных блоков (ФБ), взаимодействующих друг с другом, передавая информационные и управляющие сигналы через систему сопряжения - интерфейсы или реализуя прямые связи.

Под интерфейсом понимают систему схемотехнических средств, обеспечивающих непосредственное взаимодействие составных элементов ИИС. Устройства подключаются к системе сопряжения и объединяются в ИИС по определенным правилам.

Интерфейсная система содержит систему шин 7, интерфейсные узлы (ИФУ), интерфейсы аналоговых блоков. Интерфейсы в ИИС служат главным образом для приема командных сигналов и передачи информации о состоянии блоков. Например, через ИФУ могут передаваться команды на изменение режима работы, на подключение внешней цепи с помощью коммутатора и т.д.

Система интерфейсов может быть цепочной, радиальной и магистральной. В настоящее время в ИИС, включающих средства вычислительной техники, применяют приборные интерфейсы магистрального типа (с общей магистралью), например МЭК и КАМАК.

Под интерфейсной системой понимают систему логических устройств, объединенных унифицированным набором связей, предназначенных для обеспечения информационной, электрической и конструктивной совместимости.

Применение развитых стандартных интерфейсов при организации ИИС позволяет обеспечить быструю компоновку системы и разработку программы управления.

Устройство управления 8 формирует командную информацию, принимает информацию от функциональных блоков и подает команды на исполнительные устройства АО(9) для выработки воздействия на объект управления.

Воздействия направлены или на создание определенных условий протекания процесса или для компенсации дестабилизирующего воздействия на него. В последнем случае система замыкается обратными связями.

Для каждой системы количество функциональных блоков, состав функций, связи между блоками должны устанавливаться индивидуально.

Характерной особенностью ИИС в составе СУ является высокая производительность переработки информации при практически неограниченном объеме памяти, так как используются быстродействующие средства ВТ: программируемые контроллеры, микропроцессоры, управляющие ЭВМ.

2. Измерительные преобразователи в информационных системах.

Процесс передачи информации в ИИС является процессом ее последовательного преобразования, обеспечиваемого измерительными преобразователями (ИП).

Измерительный преобразователь является средством измерения, служащим для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки или хранения, но не предназначенной для непосредственного восприятия наблюдателем (ГОСТ 16263-70).

2.1. Классификация ИП.

Классификация ИП по некоторым признакам приведена в схеме на рис. 9.

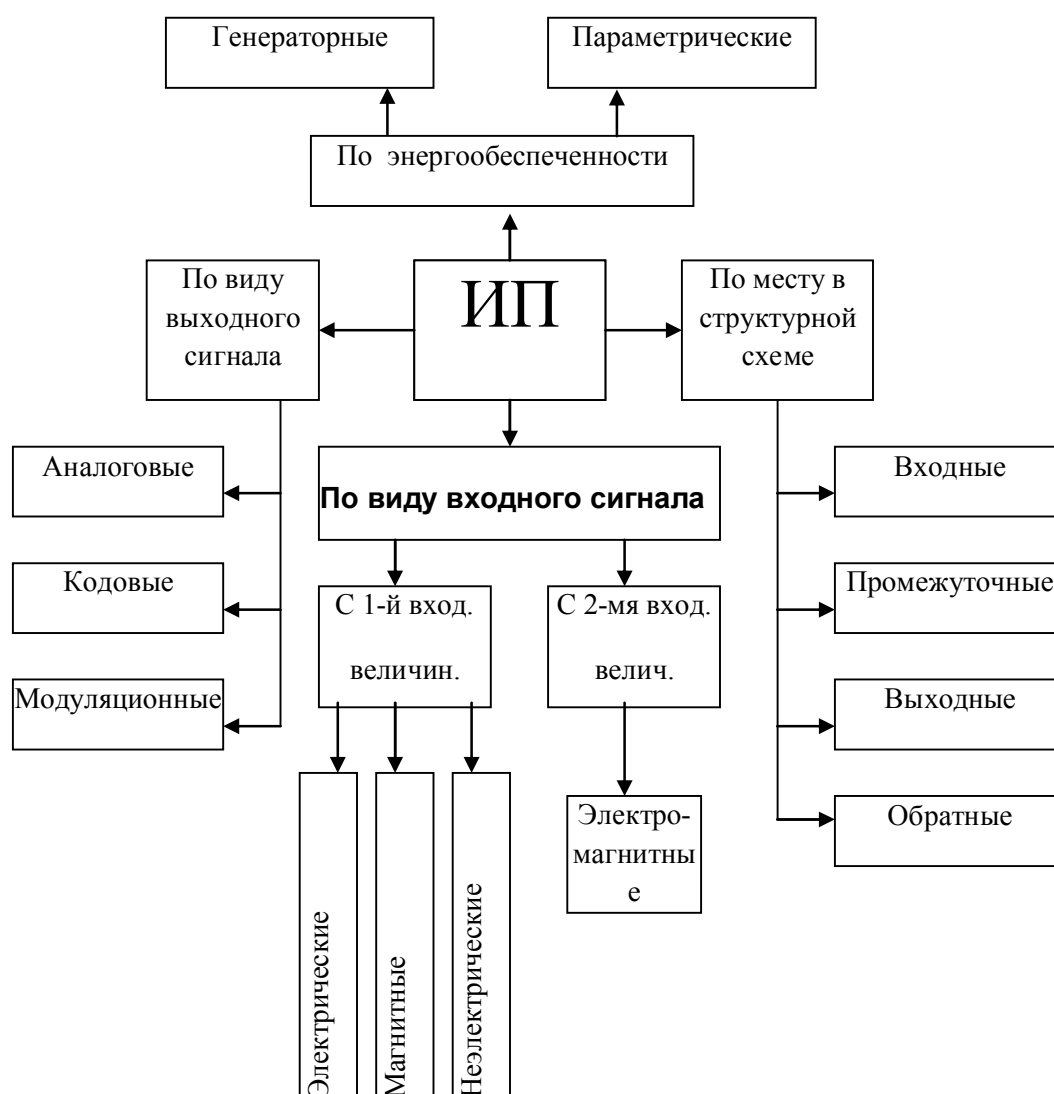


Рис. 9. Классификация ИП по энергообеспеченности, месту в структурной схеме измерительного устройства, виду входной или выходной величин.

По энергообеспеченности все ИП делятся на две группы: генераторные и параметрические. Генераторные при воздействии входной величины x вырабатывают выходную величину y в виде ЭДС; не требуют внешнего источника питания и не меняют в процессе преобразования своих параметров z .

$$y=f(x)=E; \quad z=const.$$

Параметрические при воздействии входной величины x изменяют один (или несколько) своих параметров z и требуют для осуществления процесса преобразования энергии внешнего источника питания

$$y=f(x) \rightarrow z=f(x); \quad E=const.$$

По месту в структурной схеме ИП бывают: входными (при преобразовании информации в виде неэлектрических величин - первичными), промежуточными, выходными, а также при использовании их в системах ОС – обратными.

По виду входного сигнала ИП делятся на группу с одной входной величиной (электрические, магнитные, неэлектрические) и с двумя входными величинами – электромагнитные.

По форме выходного сигнала ИП бывают: аналоговыми (непрерывный выходной сигнал), кодовыми (дискретный сигнал на выходе) и модуляционными (комбинация несущего и модулирующего сигналов в выходном сигнале).

2.2. Основные параметры и характеристики ИП.

Естественная входная величина x - это величина, на преобразование которой рассчитан преобразователь, которая лучше всего воспринимается на фоне помех.

Функция преобразования ИП - это функциональная зависимость выходной величины y от входной, описываемая аналитическим выражением, графиком или таблично. Желательно иметь линейную функцию преобразования $y=f(x)$; $\Delta y = y_0 + S\Delta x$. Для ее описания достаточно двух параметров: начального значения выходной величины y_0 (нулевой уровень) и показателя наклона статической характеристики $S = \Delta y / \Delta x$, называемого чувствительностью преобразователя S .

Чувствительность ИП - это отношение изменения выходной величины к вызвавшему его изменению входной $S = \Delta y / \Delta x$ при конечных приращениях $\Delta y, \Delta x$. В пределе чувствительность определяется как первая производная по x

Автоматизация производственных процессов

и имеет размерность, зависящую от размерности входной и выходной величины ИП.

$$S = dy/dx \text{ Ом/мм; мкА/мм; мкА/град.}$$

Отношение текущего значения выходной величины к текущему значению входной называется коэффициентом преобразования $k=y/x_i$. Если $y=f(x)$ линейна, то $y=S_x$ и $S=k$.

Диапазон преобразования - часть диапазона изменения входной величины, для которой установлены нормы на погрешность преобразования $D=x_{\max} - x_{\min}$ (рис.10).

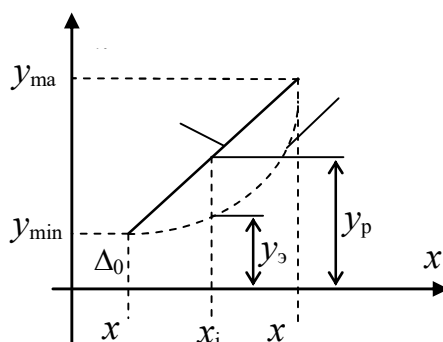


Рис. 10. К определению отдельных параметров ИП.

$y_p(x)$ – расчетная функция преобразования; $y_э(x)$ – экспериментальная функция преобразования; Δ_0 – порог чувствительности (погрешность нуля); x_{\min} , y_{\min} – минимальные значения вход. и выход. величин; x_{\max} , y_{\max} – их максимальные значения; x_K – конец диапазона преобразования.

Порог чувствительности Δ_0 - минимальная входная величина, регистрируемая изменением выходной величины (x_{\min}).

Предел преобразования - максимальное значение входной величины, которое преобразуется без искажений или повреждений ИП (x_{\max});

Для цифровых измерительных преобразователей – это разрешающая способность (цена единицы младшего разряда).

Таким образом, полный диапазон преобразователя - это интервал значений x , в котором может быть получена достоверная информация от данного ИП (от Δ_0 до x_K) $D=x_K/\Delta_0$.

Рабочий диапазон меньше полного, составляет его часть, в которой погрешность ИП не превышает заданной.

Автоматизация производственных процессов

Степень нелинейности преобразования - наибольшая статическая погрешность в аналоговом преобразовании - это отношение максимальной разности ординат теоретической и экспериментальной характеристик к значению ординаты теоретической статической (расчетной) характеристики в точке максимальной нелинейности (рис. 10).

$$\gamma_{\text{л}} = (y_{\text{р}} - y_{\text{э}})/y_{\text{р}} \cdot 100\%$$

$y_{\text{р}}$ - координата расчетной характеристики;

$y_{\text{э}}$ - координата реальной (экспериментальной) характеристики.

Помехоустойчивость ИП - способность сохранять информацию с заданной погрешностью в процессе преобразования при воздействии дестабилизирующих факторов ($x_1, x_2 \dots x_n$).

$$dy = \frac{\partial y}{\partial x} dx + \frac{\partial y}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial y}{\partial x_n} dx_n \quad S = \frac{\partial y}{\partial x} \text{ должна быть } \gg$$

$S_1, S_2 \dots S_n$,

$$\text{где } S_1 = \frac{\partial y}{\partial x_1}, S_2 = \frac{\partial y}{\partial x_2} \dots$$

Входное электрическое сопротивление $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}$.

Потребляемая мощность $P_{\text{потр}} = I_{\text{вх}}^2 \cdot R_{\text{вх}}$.

Надежность (вероятность безотказной работы в течении заданного интервала времени $T(t_1-t_2)$, наработка до первого отказа T_1 , вероятность отказа в заданном интервале времени P , частота отказов $f(t)$, интенсивность отказов $\lambda(t)$. Подробно эти критерии, характеристики и методы их определения, будут рассмотрены в специальном курсе "Надежность систем управления".

Все сказанное выше относится к статическому режиму работы ИП, когда преобразуемая величина $x(t)$, не изменяется в момент ее преобразования или изменяется незначительно, чем можно пренебречь, не вызывая больших погрешностей преобразования.

Динамический режим работы ИП оценивается скоростью изменения преобразуемой величины во времени $\frac{dx}{dt} = V$.

Для цифрового измерительного преобразователя (ЦИП) динамика оценивается быстродействием.

Быстродействие - задержка преобразования, его длительность или частота.

Длительность

$$T = t_{пр} + t_{возвр} + t_0 ,$$

где $t_{пр}$ - время полного преобразования сигнала; $t_{возвр}$ - время возврата ЦИП в исходное состояние; t_0 - время ожидания следующего сигнала.

Основой быстродействия является длительность одного такта сравнения преобразуемой величины с образцовой - $\tilde{\tau}$:

$$\text{АЦП сравнения (считывания)} \quad t_{пр} = \tau ;$$

$$\text{АЦП поразрядного сравнения} \quad t_{пр} = n \cdot \tau ;$$

$$\text{АЦП последовательного счета} \quad t_{пр} = 2^n \cdot \tau .$$

15. Точность преобразования - степень приближения результата преобразования к численному значению входной величины.

Точность преобразования может характеризоваться погрешностью, порогом чувствительности, динамическим диапазоном и разрешающей способностью ЦИП.

2.3. Погрешности измерительных преобразователей и их метрологические характеристики.

Классификация погрешностей.

Погрешность преобразования определяется той или иной оценкой отклонения реальной характеристики преобразования от истинной (расчетной, теоретической) характеристики (рис.11).

Существуют абсолютные $\Delta y(x)$ и относительные $\gamma_Y(x)$ погрешности.

$$\Delta y(x) = y_{\Delta}(x) - y_P(x)$$

$$\gamma_Y(x) = \frac{\Delta y(x)}{y_P(x)} \approx \frac{\Delta y(x)}{y_{\Delta}(x)}$$

При нормировании точности учитываются максимальные значения абсолютной и относительной погрешности преобразования $\Delta y(x)_{max}$ и $\gamma_Y(x)_{max}$ на всем диапазоне преобразования, а также приведенные значения погрешностей

$$\gamma_{ПРУ} = \frac{\Delta y_{max}}{D_Y} \text{ или } \gamma_{ПРУ} = \frac{\Delta y(x)}{D_Y} ,$$

Автоматизация производственных процессов

вместо D_y обычно указывают x_K и x_H (нормированное значение входной величины).

Все погрешности могут определяться как по отношению к выходу преобразователя ($\Delta y, \gamma_y$), так и по отношению к входу ($\Delta x, \gamma_x$), т.е. выражаться в масштабе входной величины с учетом чувствительности ИП (крутизны его статической характеристики).

Основной считается погрешность в нормальных, оговоренных ТУ значениях внешних дестабилизирующих факторов ($t^0 = 20 \pm 5^\circ C$, давление $\pm 5\%$ от номин. 760 мм.рт.ст., задается оптимальное положение, частота питающего напряжения, влажность). Погрешность, возникающая при отклонении внешних воздействий от нормальных, считают дополнительной.

В зависимости от режима работы ИП погрешности делятся на статические и динамические. В статическом режиме преобразуемая величина и выходной сигнал не изменяются во времени в процессе преобразования.

Типичный динамический режим ИП - преобразование изменяющееся во времени входной величины. Если входная величина не меняется во времени в процессе преобразования, то динамический режим возникает при подключении ИП к объекту (переходной процесс, обусловленный инерционными свойствами ИП). Динамический режим работы сопровождается динамическими погрешностями, они бывают 1-го и 2-го рода.

Динамические погрешности 1-го рода, как в аналоговых так и в дискретных ИП, обусловлены инерционностью элементов измерительной части ИП, которую следует учитывать при проектировании ИП и расчете допустимых погрешностей преобразования.

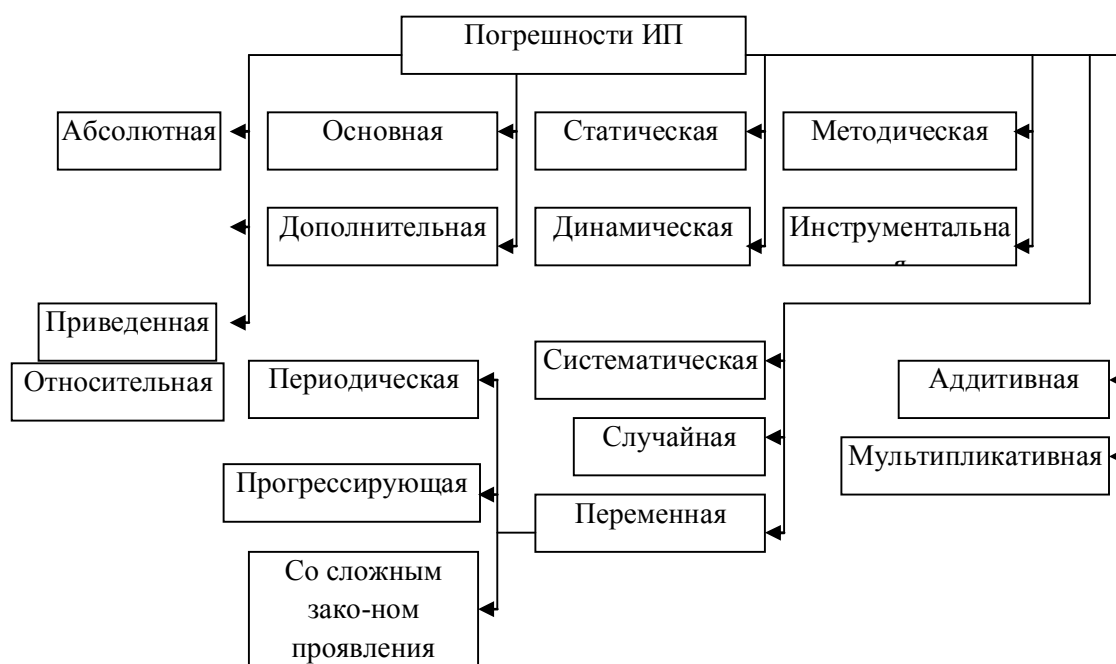


Рис. 11. Классификация погрешностей ИП.

Методическая погрешность - погрешность обусловленная несовершенством метода измерения из-за недостаточной изученности явления, положенного в основу метода измерения, или невозможностью даже теоретически избежать погрешности при использовании данного метода измерения.

Инструментальная погрешность - определяется погрешностью средств измерения (несовершенством конструкции или схемы, технологии изготовления, постепенным износом и старением материалов и т.д.).

Систематическая погрешность - остается постоянной или изменяется закономерно при повторных измерениях (преобразованиях) одной и той же величины.

Случайная погрешность - изменяется случайным образом при повторных измерениях, значение и знак её определить невозможно в конкретном случае, т. к. в каждом опыте причины её вызывающие, действуют неодинаково.

Следует проводить ряд равноточных измерений и проводить математическую обработку результатов для установления закономерности проявления ожидаемой погрешности.

Переменная погрешность - разновидность случайной, но имеющая известную закономерность, которую можно выявить: нарастающая (старение), убывающая (приработка механического сопряжения), периодическая, изменяющаяся по сложному закону.

По степени влияния на погрешность изменения входной величины в диапазоне преобразования погрешности делят на аддитивные и мультипликативные.

Аддитивная погрешность - не зависящая от значения входной величины x (погрешность нуля), измеряется в абсолютных единицах - Δ_0 .

Мультипликативная погрешность - пропорциональная значению преобразуемой величины x ; измеряется в относительных единицах - γ_s (погрешность чувствительности S).

Для конкретных ИП может преобладать одна из составляющих погрешности, другой при этом можно пренебречь (табл.1).

а) при наличии лишь аддитивной погрешности функция преобразования имеет вид

$$y = S(x + \Delta_0),$$

текущее значение абсолютной погрешности не зависит от значений преобразуемой величины x . Относительная погрешность $\gamma = \Delta_0 / x$, причем при

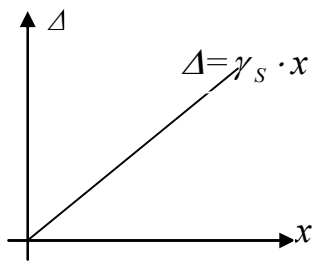
Автоматизация производственных процессов

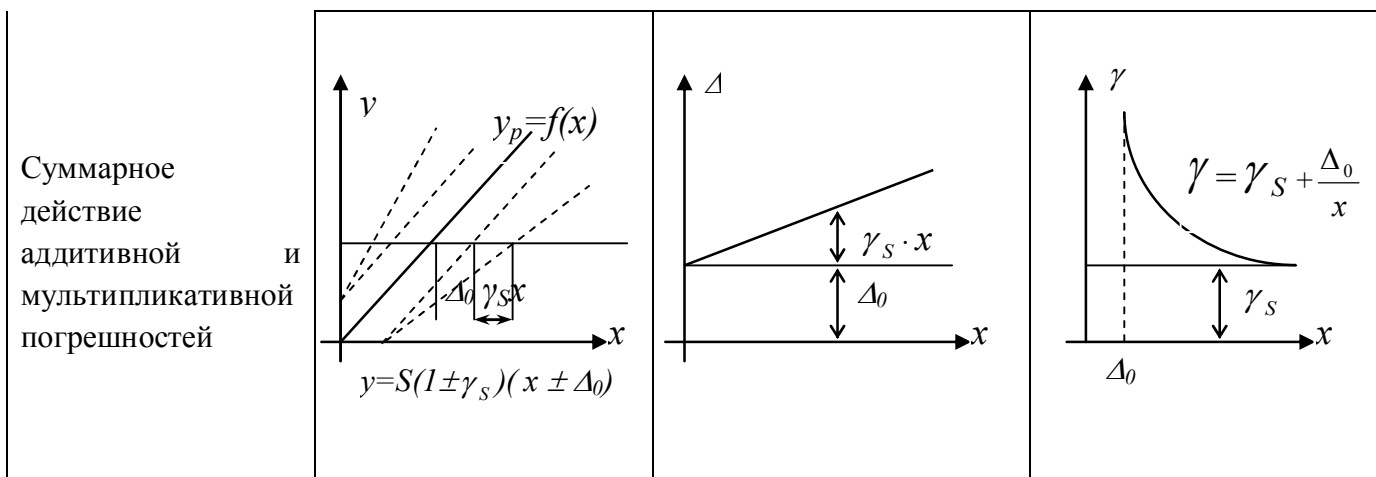
$x = \Delta_0$ погрешность возрастает до 100% то есть преобразование невозможно. $x = \Delta_0$ - порог чувствительности преобразователя.

б) При наличии только мультипликативной составляющей функция преобразования имеет вид $y = S(1 \pm \gamma_s) \cdot x$, текущее значение абсолютной погрешности $\Delta = \gamma_s \cdot x$, относительной $\gamma = \gamma_s$.

в) В общем случае при наличии и аддитивной и мультипликативной погрешностей функция преобразования имеет вид $y = S(1 \pm \gamma_s)(x \pm \Delta_0)$, а абсолютное и относительное значение суммарных погрешностей - $\Delta = \Delta_0 + \gamma_s \cdot x$, $\gamma = \gamma_s + (\Delta_0 / x)$.

Таблица 1. Оценка влияния аддитивной или мультипликативной составляющих погрешности преобразования

Характер преобладающей погрешности преобразователя (преобразования)	Функция преобразования $y=f(x)$	Погрешность	
		Абсолютная	Относительная
Аддитивная (погрешность нуля) Δ_0			
Погрешность чувствительности (мультипликативная) γ_s			



Метрологические характеристики ИП.

Оценка точности при использовании нормированных ИП в статическом режиме. По ГОСТ 8.009-72 "Нормируемые метрологические характеристики средств измерений" можно оценить метрологию ИП, в том числе нормируемые погрешности ИП. Обобщенной характеристикой точности ИП является класс точности, определяемый пределом допускаемых основных и (дополнительных) погрешностей, иногда с учетом и других свойств ИП, влияющих на точность преобразования. Нормирование класса точности может быть произведено либо в абсолютных, либо в относительных или приведенных значениях погрешностей в виде одночленной или двучленной формулы (табл.2).

В значениях абсолютных погрешностей:

а) одночленной формулой класс точности задается как предел допускаемой основной абсолютной погрешности

$$\Delta x = \pm a ;$$

б) двучленной формулой класс точности нормируется тоже как предел допустимой основной абсолютной погрешности, но с выделением ее аддитивной и мультипликативной составляющих $\Delta x = \pm(a + bx)$.

Так нормирует точность ряда цифровых ИП. В этих формулах a , b – постоянные положительные коэффициенты, не зависящие от входной величины.

В значениях приведенных погрешностей только одночленной формулой нормируется предел допускаемой основной приведенной погрешности в %:

$$\gamma_{np} = \pm(\Delta x / x_H(x_K)) \cdot 100\% = \pm p ,$$

где x_H - номинальное значение преобразуемой величины x ; x_K - конечное значение преобразуемой величины x ; Δx - абсолютная погрешность преобразования.

Так нормируют класс точности большинства измерительных аналоговых приборов.

Автоматизация производственных процессов

Ряд "Р": 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0...

$p = 1 \cdot 10^{-n}; 1,5 \cdot 10^{-n}; 2 \cdot 10^{-n}; 2,5 \cdot 10^{-n}; 4 \cdot 10^{-n}; 5 \cdot 10^{-n}; (n=1; 0; -1 \text{ и т.д.})$

В значениях относительных погрешностей нормируется предел допускаемой относительной основной погрешности:

а) одночленной формулой $\gamma = \pm \frac{\Delta x}{x_i} \cdot 100 = \pm q$

б) двучленной формулой $\gamma = \pm \frac{\Delta x}{x_i} \cdot 100 = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{x_k}{x_i} - 1 \right| \right) \right],$

где c, d - постоянные коэффициенты; x_k - конечное значение диапазона измерения; x_i - текущее значение измеряемой величины.

Таким образом, нормируется точность цифровых ИП с выделением аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности. Для нормируемых таким образом ИП класс точности задается как $c/d (a_0/b_0)$. Числа c и d выбирают из того же ряда, что p , но записывают в процентах.

Например:

$$\gamma = \pm \left[0.0002 + 0.0001 \left(\left| \frac{x_k}{x_i} - 1 \right| \right) \right] = \pm \left[0.02 + 0.01 \left(\left| \frac{x_k}{x_i} - 1 \right| \right) \right].$$

Таблица 2. Нормирование точности погрешности.

N	Формула предельной основной погрешности	Пределы допускаемой основной погрешности	Обозначение класса точности	
			В общем виде	Пример
1	$\Delta x = \pm a$ $\Delta x = \pm (a + bx)$	$\pm a$ $\pm (a + bx)$	Римскими или латинскими буквами	L
2	$\gamma_{\text{пр}} = \frac{\Delta x}{x_H} \cdot 100\% = \pm p$	$\pm p$	p или p	1,5 или 1,5
3	$\gamma = \frac{\Delta x}{x} \cdot 100\% = \pm q$ $\gamma = \frac{\Delta x}{x} \cdot 100\% =$	$\pm q$	q	1,0

Автоматизация производственных процессов

	$= \pm \left[c + d \left(\left \frac{x_k}{x_i} - 1 \right \right) \right]$	$\pm \left[c + d \left(\left \frac{x_k}{x_i} - 1 \right \right) \right]$	c/d (в %)	0,02/0,01
--	--	--	----------------	-----------

3. Измерительные цепи аналоговых преобразователей.

3.1. Структурные схемы измерительных преобразователей и цепей передачи измерительной информации.

По виду структурные схемы делятся на схемы прямого, уравнивающего, параллельного и комбинированного преобразования сигнала, (причем это одинаково можно отнести и к ИП и к измерительным цепям (ИЦ)).

Прямое преобразование сигнала.

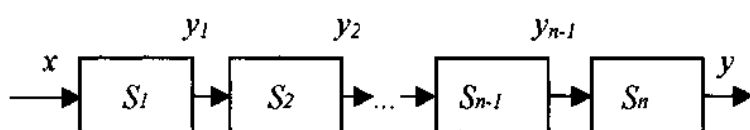


Рис. 15. Структурная схема тракта прямого преобразования сигнала.

В этой схеме x - входной сигнал цепи прямого преобразования; y_1, y_2, \dots, y_n - выходные

сигналы соответственно первого, второго, ..., n -го звена ИЦ; S_1, S_2, \dots, S_n - чувствительность

звеньев от первого до n -го.

Чувствительность тракта при этом $S_{mp} = S_1 \cdot S_2 \cdot \dots \cdot S_n$, в чем легко убедиться, записав

значение чувствительности для каждого блока, как $S_1 = \frac{\Delta y_1}{\Delta x}, S_2 = \frac{\Delta y_2}{\Delta y_1}, \dots, S_n = \frac{\Delta y}{\Delta y_{n-1}}$ и

перемножив значения чувствительности всех блоков тракта.

Такой тракт прост в реализации, обладает высокой чувствительностью (тем большей, чем больше блоков в тракте), но не может обеспечить высокой точности преобразования, т.к. погрешность суммируется от входа к выходу по блокам, растут искажения сигнала.

Погрешности прямого преобразования сигнала.

Автоматизация производственных процессов

Аддитивная погрешность вызывается дрейфом нуля звеньев, наложением помех на сигнал, что вызывает смещение характеристики i -го звена на $\pm \Delta y_{0i}$.

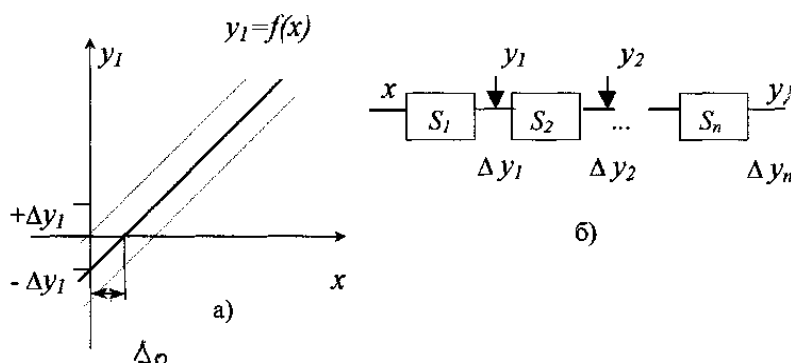


Рис. 16. Схема возникновения аддитивной погрешности в тракте прямого преобразования, а) график функции преобразования для 1-го звена; б) схема соединения звеньев в тракте. Это равносильно появлению на выходе звена дополнительного сигнала

$\Delta y_1, \Delta y_2, \dots, \Delta y_n$.

Обозначим аддитивную погрешность ИП или ИЦ через $\Delta_{0вых}$ и рассмотрим ее на выходе устройства, учтя, что при линейном преобразовании коэффициент преобразования звена.

$$S_1=k_1, S_2=k_2 \text{ и т.д., где } k_i$$

$$\Delta_{0вых} = \Delta y_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \dots k_n + \Delta y_2 \cdot k_3 \cdot k_4 \dots k_n + \Delta y_{n-1} \cdot k_n + \Delta y_n.$$

Приведем погрешность ко входу устройства, разделив каждый член на соответствующий коэффициент преобразования $\Delta_0 = \Delta y_1/k_1 + \Delta y_2/(k_1 k_2) + \dots + \Delta y_n/(k_1 k_2 \dots k_n)$

Результирующее действие всех дополнительных сигналов равно действию суммарного сигнала Δ_0

Таким образом в средствах измерения прямого преобразования происходит суммирование погрешностей, вносимых отдельными звеньями с учетом их места в схеме. Основную погрешность вносит первичный преобразователь (1111).

Мультипликативная погрешность в ИЦ и ИП прямого преобразования.

Мультипликативная погрешность определяется изменением чувствительности звеньев ИП и измерительной цепи.

Со временем чувствительность звеньев может измениться на ΔS , и тогда относительное изменение чувствительности устройства

Автоматизация производственных процессов

$$\gamma_s = \frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta S_1}{S_1} + \frac{\Delta S_2}{S_2} + \dots + \frac{\Delta S_m}{S_m}$$

$$\Delta y = (S + \Delta S) \cdot x - S \cdot x = \Delta S \cdot x.$$

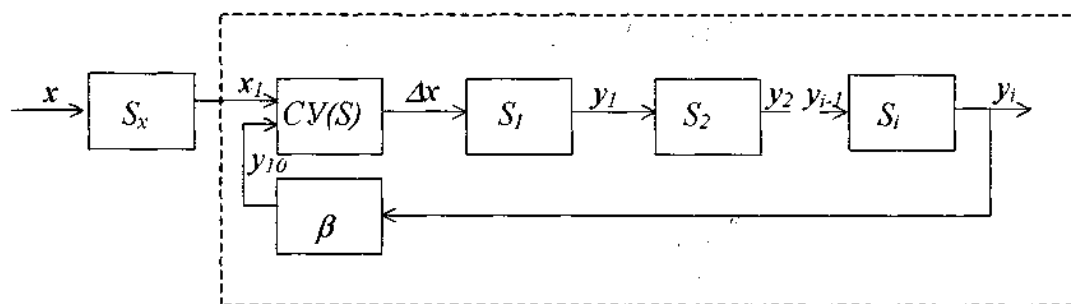
что ведет к изменению сигнала

Изменению выходного сигнала Δy соответствует абсолютная погрешность измерения входной величины

$$\Delta x = \frac{\Delta y}{S} = \frac{x \cdot \Delta S}{S} = x \cdot \gamma_s.$$

Уравновешивающее преобразование сигнала.

В последнее время в практику внедряются преобразователи уравновешивающего преобразования (рис. 17).



Уравновешивающий ИП

Рис. 17. Структурная схема тракта уравновешивающего преобразования сигнала.

Отличительной особенностью такого датчика или ИЦ является наличие двух цепей - прямого ("k") и обратного преобразования. ("β") Цепь обратного преобразования включает

обратный преобразователь с чувствительностью β и может в общем случае состоять из нескольких преобразователей и охватывать какое угодно число преобразователей, включенных в цепь прямого преобразования. На входе цепи прямого преобразования, охваченной отрицательной ОС, в сравнивающем устройстве (СУ) происходит сравнение (компенсация) входного сигнала x_1 с выходным сигналом цепи ОС y_{10} ; при этом на выходе СУ формируется разностный сигнал $\Delta x = x_1 - y_{10}$. При возрастании входного сигнала x_1

возрастает и y_{10} , пока не наступает их равенство; цепь уравновешивается при $\Delta x = 0$.

Автоматизация производственных процессов

Функция преобразования уравнивающего преобразователя (участка цепи прямого преобразования «А*», охваченного отрицательной ОС):

$$y_I = S_0 \cdot x_I / (1 + S_0 \beta) = S_{yp} \cdot x_I,$$

где $S_{yp} = S_0 / (1 + S_0 \beta)$ - чувствительность цепи уравнивающего преобразователя; $S_0 = S \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot \dots \cdot S_{I-1} \cdot S_I^*$ - чувствительность цепи прямого преобразования;

P - чувствительность цепи обратного преобразования. Если учесть, что измерительная цепь, изображенная на рисунке 17, представляет цепь прямого преобразования, одно звено которой имеет чувствительность S_x , а другое представляет уравнивающий ИП с чувствительностью S_{yp} , то чувствительность этой

измерительной цепи $S = S_x \cdot S_{yp}$, где функция преобразования $Y_I = X \cdot S_x \cdot S_0 / (1 + S_0 \beta)$.

Введение обратного преобразователя в структурную схему преобразовательного тракта качественно изменяет его функцию преобразования, а следовательно и выходные характеристики. При $S_0 \beta \gg 1$ $S_{yp} \approx 1/\beta$.

При глубокой ОС чувствительность уравнивающего преобразовательного тракта определяется преобразователем в цепи ОС (обратным преобразователем).

Погрешности уравнивающего преобразования сигнала.

При полном уравнивании, когда $\Delta x = 0$; $\Delta x = x_I - y_{I0}$; $x_I = y_{I0} = \beta \cdot y_I$; $y_I = x_I / \beta$.

Таким образом, в момент компенсации сигнал на выходе устройства пропорционален входному сигналу и не зависит от коэффициента преобразования цепи прямого

преобразования « k »; при этом $S = dy_I/dx_I = 1/\beta$.

Мультипликативная погрешность, обусловленная изменением коэффициентов преобразования звеньев при достаточно малом изменении зависит только от относительного изменения коэффициента преобразования обратного преобразователя.

$$\gamma_s = \frac{\Delta S}{S} = -\frac{\Delta \beta}{\beta} = -\left(\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} + \dots \right)$$

Аддитивная погрешность в блоках с полной компенсацией практически обусловлена порогом чувствительности звеньев в цепи прямого преобразования -

Автоматизация производственных процессов

$\Delta y_1, \Delta y_2, \dots, \Delta y_{i-1}$ (рис.18). Для реальных звеньев график характеристики преобразования имеет вид,

показанный на рис. 18а, где $\pm \Delta y_{i-1}$ - порог чувствительности 7-го звена.

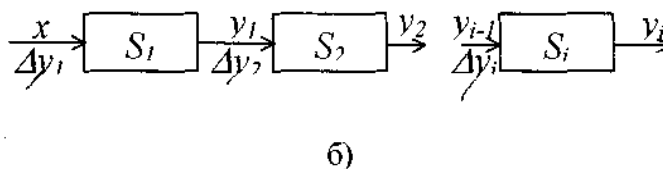
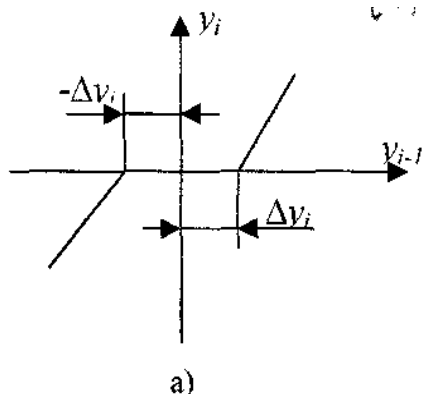


Рис.18. Схема возникновения аддитивной погрешности тракта а) график функции преобразования I-того звена; б) схема соединения звеньев в цепи "К".

Порог чувствительности уравновешенного преобразователя с полной компенсацией (на входе) $\Delta x = \Delta y_1 + \Delta y_2/k_1 + \Delta y_3/(k_1 \cdot k_2) + \dots + \Delta y_i/(k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_{i-1})$.

Следовательно, при наличии порога чувствительности звеньев цепи "К" компенсация

наступает при $\Delta x = x_1 - y_{10} \neq 0$.

Таким образом, изменение входного сигнала в пределах $\pm \Delta x$ не вызывает изменения

выходного сигнала, то есть появляется абсолютная аддитивная погрешность $\pm \Delta x$. Для ее

уменьшения следует увеличивать k_1, k_2, \dots, k_n . Предел увеличения этих коэффициентов

ограничен динамической устойчивостью ИП (ИЦ). Общая погрешность нуля цепи "К" определяется шумом, дрейфом, нестабильностью в первую очередь первых преобразователей цепи, так как остальные погрешности уменьшаются. Значит преобразователь неравновесия и усилитель должны обладать минимальными погрешностями нуля и максимальной чувствительностью, так как абсолютная величина вносимой ими погрешности не может быть снижена повышением коэффициента усиления или глубины уравнивания всей цепи.

Автоматизация производственных процессов

При неполной компенсации

$x_1 - y_{10} \neq 0$; $x_1 - y_{10} = \Delta x$; $y_1 = k \cdot x / (1 + k\beta)$; $k = k_1 \cdot k_2 \dots k_n$ - коэффициент преобразования цепи « k » при Сигнал $S=k$ на выходе зависит как от k , от β .

Чувствительность уравнивающего преобразователя в этом случае $S_y = k / (1 + \beta \cdot k)$.

$$\gamma_s = \frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta k}{k} \cdot \frac{1}{1 + \beta_k} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \cdot \frac{k\beta}{1 + k\beta} = \frac{\gamma_k}{1 + k\beta} - \gamma_\beta \frac{k\beta}{1 + k\beta},$$

где $\gamma_k = \Delta k / k$ – относительная погрешность чувствительности цепи « k »;

$\gamma_\beta = \Delta \beta / \beta$ - относительная погрешность чувствительности цепи « β ».

Мультипликативная погрешность

Если $k \cdot \beta \gg 1$, то $\gamma_s \approx (\gamma_k / k \cdot \beta) - \gamma_\beta$.

Составляющая, обусловленная изменением β , целиком входит в γ_s , а составляющая за счет γ_k входит в результирующую погрешность, ослабленной в β_k раз. Происходит обмен чувствительности на точность-Аддитивная погрешность

При неполном уравнивании суммарная (полная) аддитивная погрешность преобразователя $\Delta_{0\Sigma}$ зависит как от цепи прямого преобразования (цепи « k »), так и от цепи

обратного преобразования (цепи « β »).

$$\Delta_{0\Sigma} = \Delta_{\Sigma k} - \Delta_{\Sigma \beta}, \text{ где}$$

$\Delta_{\Sigma k}$ - полная аддитивная погрешность цепи « k »;

$\Delta_{\Sigma \beta}$ - полная аддитивная погрешность цепи « β ».

Измерительные преобразователи и цепи часто имеют комбинированные структурные схемы, когда часть цепи охвачена отрицательной ОС. Другой возможностью расширить область применения комбинированных структурных схем является введение в структуру параллельного соединения ряда ИП, для увеличения выходного сигнала. На рис.20 изображена комбинированная структурная схема ИП (или ИЦ), в которой одно из звеньев цепи прямого преобразования, включающей ИП с S_1, S_2, \dots, S_n , представляет параллельное соединение звеньев S'_i, S''_i и S'''_i .

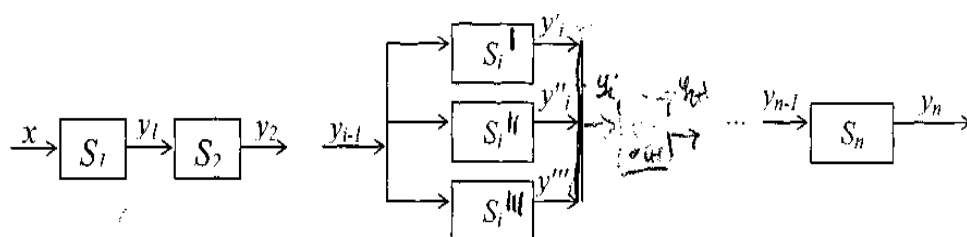


Рис.19, структурная схема комбинированной измерительной цепи. При этом чувствительность цепи $S = S_1 \cdot S_2 \cdot \dots \cdot (S'_i + S''_i + S'''_i) \cdot S_{i+1} \dots S_n$.

3.2. Принцип согласования по сопротивлению измерительных преобразователей в цепях передачи измерительной информации.

Средством транспортировки информации в измерительных устройствах являются потоки энергии. Считается, что до передачи в приемник информации он характеризуется неопределенностью, неупорядоченностью информации, мерой которой служит энтропия.

Прием информации уменьшает неопределенность, т.е. создает упорядоченность, характеризуемую величиной обратной энтропии - негентропией.

Л. Бриллюэн для определения меры упорядоченности ввел термин негентропия, то есть отрицательная энтропия.

Для характеристики упорядоченности, то есть запасенной в системе энергии и ее способности содержать информацию, отсчет энтропии должен вестись в обратную сторону.

Для создания упорядоченного состояния вещества, надо затратить работу, которая создает в объеме запас энергии.

Без поступления на вход измерительного устройства энергии от предыдущего ИП или иного источника невозможно осуществить процесс передачи информации.

Механизм транспортировки информации потоками энергии получил название негентропийного принципа передачи Бриллюэна.

Таким образом, первым и наиболее общим принципом конструирования преобразователей является принцип обеспечения наиболее эффективной передачи энергии этими преобразователями.

Этот принцип общий для любых ИП вытекает из теории четырехполюсников и является принципом согласования их входных и выходных сопротивлений.

Согласование входных и выходных сопротивлений ИП, как четырехполюсников, обеспечивает эффективную передачу энергии по каналу преобразования, т.е.

Автоматизация производственных процессов

эффективную передачу информации по этому каналу. Следует отметить различия в согласовании генераторных и параметрических ИП

Генераторный измерительный преобразователь.

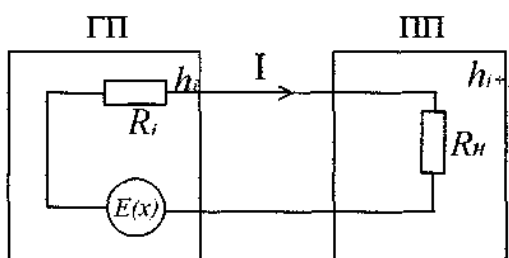


Рис. Измерительная цепь генераторного преобразователя (ГП).

ГП характеризуется выходной Э.Д.С. $E(x)$, являющейся функцией входной величины X

и внутренним сопротивлением R_i , полагая его чисто активным.

Для ГП его внутреннее сопротивление R_i не несет информации и может считаться постоянным. Носителем информации служит $E=f(x)$. Если соединяемый с ним

преобразователь $i+1$ имеет входное сопротивление R_H то мощность, отдаваемая ГП в

нагрузку P_H :

$$P_H = I^2 \cdot R_H = \frac{E^2}{(R_i + R_H)^2} \cdot R_H \cdot \frac{R_i}{R_i} = \frac{E^2}{R_i} \cdot \frac{R_H \cdot R_i}{(R_H + R_i)^2}.$$

Проанализируем полученное выражение: в нем первый сомножитель E^2/R_i содержит

только параметры анализируемого ИП и представляет мощность его короткого замыкания -

$P_{кз}$; а второй $\xi = \frac{R_H \cdot R_i}{(R_H + R_i)^2}$, называется эффективностью преобразования,

является

безразмерным, и зависит от согласования сопротивления нагрузки R_H с R_i . Если учесть

степень их согласования, оцениваемую параметром $a = R_H/R_i$, то можно показать, что ξ

зависит отдельно от R_H и R_i , а только от их соотношения:

$$\xi = \frac{R_H \cdot R_i / R_i^2}{(R_H + R_i)^2 / R_i^2} = \frac{R_H / R_i}{1 + 2R_H / R_i + (R_H / R_i)^2} = \frac{a}{(1 + a)^2}.$$

Максимальная мощность в нагрузке ГП (максимальная эффективность преобразования) достигается при согласовании модулей сопротивления нагрузки и внутреннего

сопротивления, то есть при $a=1$. Для преобразователей переменного тока $|Z_H| = |\dot{Z}_i|$.

E^2/R_i - мощность рассеивания КЗ преобразователя на своем внутреннем сопротивлении. При оптимальном согласовании, то есть при $a=1$:

$$P_{H_{max}} = 0.25 \cdot E^2 / R_i = 0.25 P_{KЗ}; \quad P_H \leq 0.25 P_{KЗ}.$$

Параметрический измерительный преобразователь.

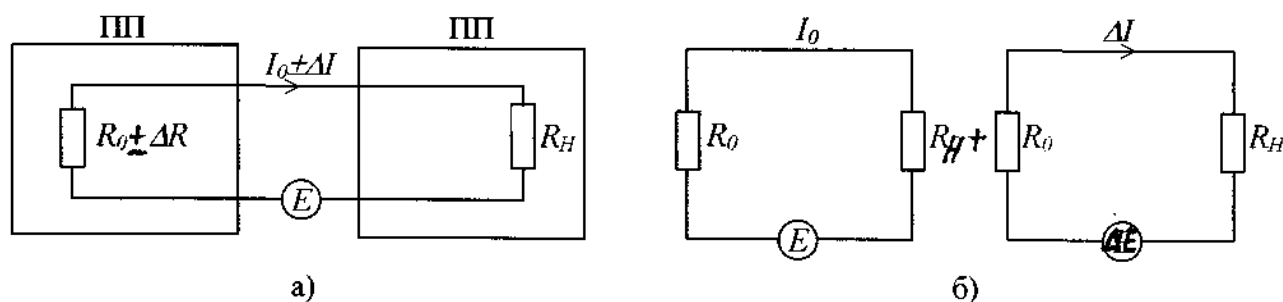


Рис. 2. Измерительная цепь (а) и схема ее замещения (б) параметрического преобразователя (ПП).

При $R_0 \gg \Delta R$ и линейной функции преобразования можно использовать теорему

Мильштейна об эквивалентном генераторе, заменив действие приращения ΔR в цепи тока I_0 действием эквивалентной ЭДС:

$$\Delta E = -I_0 \cdot \Delta R; \quad \Delta I = \frac{\Delta E}{R_0 + R_H} = -\frac{I_0 \cdot \Delta R}{R_0 + R_H}.$$

Мощность сигнала, передающего информацию на вход последующего преобразователя:

$$P_C = (\Delta I)^2 \cdot R_H = \frac{(\Delta E)^2 R_H}{(R_0 + R_H)^2} \cdot \frac{R_0}{R_0} = \frac{(\Delta E)^2}{R_0} \cdot \frac{R_0 R_H}{(R_0 + R_H)^2} = P_{KЗ\Delta E} \cdot \frac{a}{(1 + a)^2}$$

$P_{KЗ\Delta E}$ - мощность КЗ эквивалентного генератора.

$P_{K3\Delta E} = (\Delta E)^2 / R_0$, $a = R_H / R_0$ - степень согласования сопротивления ИП с R_H .

$$P_{K3\Delta E} = \frac{(\Delta E)^2}{R_0} = \frac{(\Delta R)^2 I_0^2}{R_0} \cdot \frac{R_0}{R_0} = \left(\frac{\Delta R}{R_0} \right)^2 I_0^2 R_0 = \varepsilon_R^2 \frac{E^2 R_0}{(R_0 + R_H)^2} = \varepsilon_R^2 \frac{E^2}{R_0} \frac{R_0}{R_H} \frac{R_0 R_H}{(R_0 + R_H)^2} =$$

$$= \varepsilon_R^2 P_{K3E} \frac{1}{a} \frac{a}{(1+a)^2} = \frac{\varepsilon_R^2 P_{K3E}}{(1+a)^2}$$

где $\varepsilon_R = \Delta R / R_0$ - относительная чувствительность ПП;

P_{K3E} - мощность КЗ исследуемого ИП при питании напряжением E ;

$$P_{СИГН} = P_{K3\Delta E} \frac{a}{(1+a)^2} = \frac{\varepsilon_R^2 P_{K3E} a}{(1+a)^4} = \varepsilon_R^2 P_{K3} \xi, \text{ где } \xi = a / (1+a)^4.$$

Мощность сигнала, выделяемого в нагрузке параметрического преобразователя, определяется величиной, во-первых, допустимой мощностью рассеяния этого ИП, чем и

ограничивается E и P_{K3E} , во-вторых, его относительной чувствительностью ε_R и, в-третьих,

эффективностью преобразования ξ , определяемой отношением $a = R_H / R_0$. Максимальная

эффективность, $\xi = 0.1$ при $a = 1/3$; $P_C \leq 0.1 P_{ЭФФ}$, где $P_{ЭФФ} = \varepsilon_R^2 \cdot P_{K3}$.

Сравнительный анализ эффективности преобразования информационного сигнала в зависимости от степени согласования измерительного преобразователя (генераторного или параметрического типа) с нагрузкой, то есть следующим в измерительной цепи ИП, удобно провести, используя графическую зависимость $\xi = f(a)$, представленную на рисунке 22.

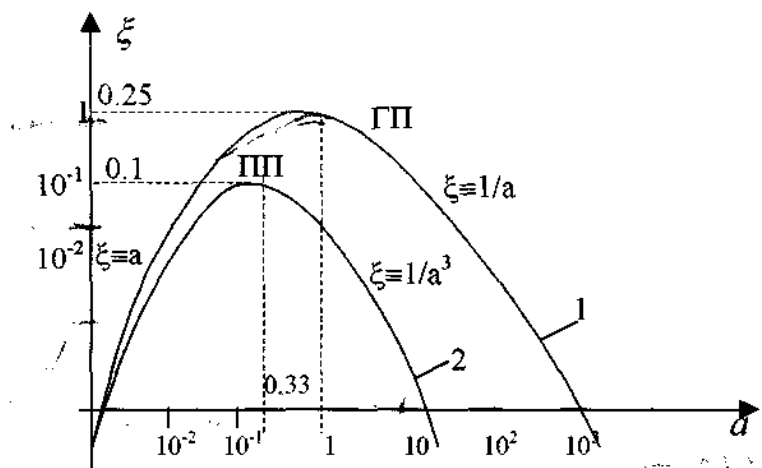


Рис. 22. Зависимость эффективности преобразования сигнала от степени

Автоматизация производственных процессов

согласования ИП с нагрузкой.

У генераторных преобразователей при $a > 10$ или $a < 0,1$ ξ оказывается либо прямо

пропорциональным либо обратно пропорциональным $\langle a \rangle$. То есть при $a \neq 1$ в «а» раз

уменьшается мощность P_H , получаемая следующими преобразователями. Во столько раз

падает Информационно-энергетический уровень КПД всего прибора, понижается его чувствительность, точность. Допустимое отклонение от согласования 3÷5 раз. Для

компенсации потерь от несогласованности, приходится увеличивать мощность P_0 , потребляемую от объекта измерения, снижать быстродействие, вводить усилители сигнала и т.д.

Соблюдение условий согласования дает максимальный КПД и достигается правильным расчетом узлов устройства даже при $a = 3 \div 5$ для ГП.

Для параметрического преобразователя зависимость ξ от «а» имеет максимум при $a = 1/3$,

то есть при $R_H = 1/3 R_0$. При отступлении от условий согласования при $a < 0,1$ кривая 2 и 1

почти уливаются $\xi \approx a$, при $a > 1$ кривая 2 резко падает и ξ убывает $\xi \approx 1/a^3$. Максимум кривой

2 получается более острым и условия согласования параметрических преобразователей должны выполняться более строго (отступление от согласования $a = 1$ допустимо только в

1,5÷2 раза). Согласование в этой цепи выполняется дважды: во-первых, чтобы в пассивный ИП попал поток энергии W , возбуждающей его для создания наибольшей ЭДС ΔE , и во-

вторых, чтобы от этой ЭДС получить максимальную мощность сигнала $P_C \rightarrow R_H$.

Основные принципиальные различия построения наиболее эффективных кибернетических и энергетических цепей, то есть цепей передачи информации и цепей передачи энергии.

Автоматизация производственных процессов

Выдвигая в качестве основной задачу передачи информации, мы пришли к соотношениям согласования сопротивлений: $R_i = R_H$ (ГП) $R_0 = 3R_H$ (ПП). КПД для максимальной передачи информации:

$$\eta_{\Sigma} = \frac{I^2 R_H}{I^2 (R_H + R_i)} = \frac{R_H}{2R_H} = 50\% \quad \text{ГП}$$

$$\eta_{\Sigma} = \frac{(\Delta I)^2 R_H}{(\Delta I)^2 (R_H + R_0)} = \frac{R_H}{4R_H} = 25\% \quad \text{ПП}$$

При этом мощность сигнала, переносащего информацию, и информационно-энергетический КПД максимальны.

Для наиболее эффективной передачи энергии такие цепи не пригодны. Поэтому в энергетике используют свой принцип - максимально возможного приближения к единице

энергетического КПД, который осуществим при $R_i \ll R_H \rightarrow \eta_{\Sigma} = 99-99,9\%$. Но эти цепи

неэффективны для передачи информации.

3.3. Анализ измерительных цепей преобразователей аналогового сигнала.

Проведенный ранее анализ ИИС автоматизированного оборудования позволил установить последовательные стадии преобразования текущей информации о ходе технологического процесса в цифровой сигнал, вводимый в ЭВМ для выработки сигнала управляющего воздействия (рис. 23).

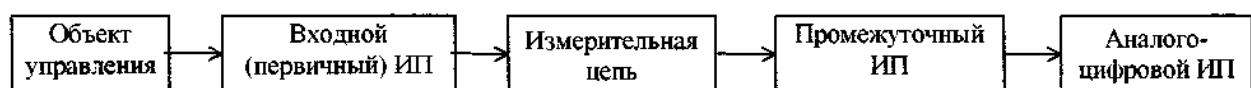


Рис. 23. Структурная схема измерительного тракта преобразования информационного сигнала в цифровую форму.

Измерительные цепи генераторных преобразователей - цепи последовательного преобразования.

Измерительные цепи параметрических преобразователей - цепи последовательного преобразования, цепи в виде делителей, цепи в виде неравновесных мостов.

Цепи последовательного преобразования рассмотрены выше.

Измерительные цепи в виде делителей.

Цепи в виде делителей имеют больше возможностей, чем цепи прямого преобразования, так как параметрический преобразователь может быть включен как на месте R_1 , так и на месте R_2

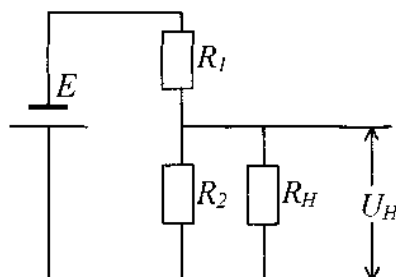


Рис. 24. Измерительная цепь в виде делителя.

Плечо делителя, которое является в том случае измерительным преобразователем, называется рабочим.

Выходной параметр такой цепи:

$$U_H = \frac{E}{R_1 + \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H}} \cdot \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H}, \text{ при } R_H \rightarrow \infty; R_H \gg R_2 \quad U_H = \frac{R_2 E}{R_2 + R_1}$$

Зависимость выходного напряжения делителя от величины сопротивления рабочего плеча (R_1, R_2) приведена на рис. 26.

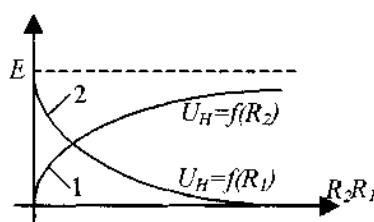


Рис. 25. Функция преобразования измерительной цепи в виде делителя.

Включение ИП в одно из плеч делителя дает возможность использовать одну из функциональных зависимостей (1,2) на рис. 25.

Максимальную чувствительность измерительной цепи получим при выборе неизменяющегося плеча делителя равным среднему значению сопротивления параметрического преобразователя.

Таким образом при $R_{2CP} = R_1$ и изменении относительная $R_2 \pm \Delta R$ чувствительность

рабочего плеча $\varepsilon_R = \Delta R / R_2$. При изменении рабочего плеча на ΔR выходное напряжение

Автоматизация производственных процессов

получит приращение ΔU_H , относительная чувствительность по напряжению $\varepsilon_U = \Delta U_H / E$.

Максимальное значение $\varepsilon_{umax} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_2} = \frac{1}{4} \varepsilon_R$. Для ИП в виде потенциометра плечами

делителя будут R_2 и $R_1 = R_0 - R_2$, которые одновременно изменяют свои сопротивления при

перемещении движка потенциометра (рис.26).

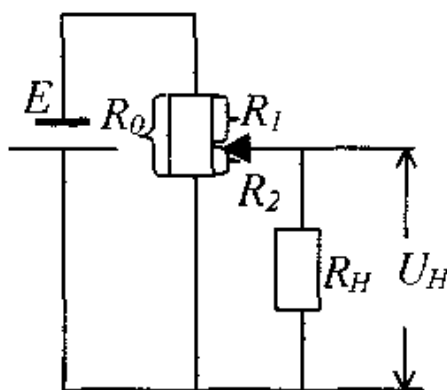


Рис. 26. Потенциометрический ИП.

На рис.27 изображена функция преобразования делителя в виде потенциометра, по осям отложены значения изменений входного (R_2/R_0) и выходного параметров ($\Delta U_H/E$) в относительных единицах.

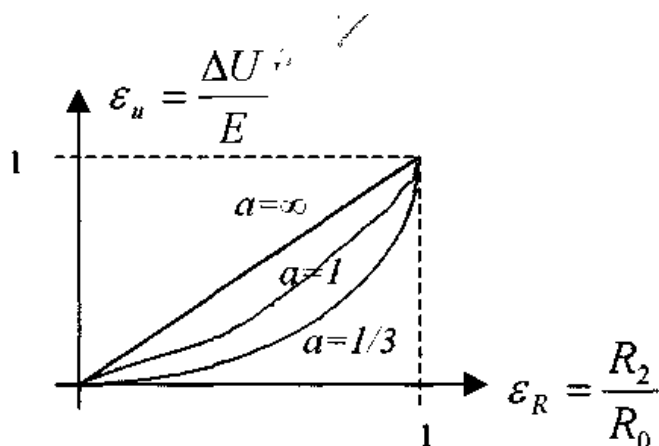


Рис. 27. Функция преобразования делителя с учетом изменения согласования с нагрузкой.

Анализируя $\varepsilon_U = f(\varepsilon_R)$, можно установить, что рассмотренные выше оптимальные

Автоматизация производственных процессов

условия согласования ИП для максимальной передачи информации вступают в противоречие

с условиями согласования для обеспечения линейности функции преобразования. Рассмотренная выше цепь характеризуется нелинейной зависимостью $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ от ΔR , причем

погрешность возрастает с уменьшением «а» и возрастанием R_H . Для устранения этого

недостатка используются дифференциальные преобразователи, когда в качестве плеч делителя выступают две половины одного ИП или два аналогичных ИП изменяющие свое

сопротивление так, что при $R_1 = R_0 + \Delta R$ второе плечо изменяется на $-\Delta R$: $R_2 = R_0 - \Delta R$.

Дифференциальными могут выполняться любые параметрические преобразователи (реостатные, емкостные, индуктивные). Это определение справедливо и для мостовой схемы.

Особенностью таких ИП при $\Delta R_1 = -\Delta R_2$ и $R_H \rightarrow \infty$ является полная линейность функции

преобразования:

$$\Delta U_H = E \cdot \frac{R_2 \pm \Delta R}{R_1 \mp \Delta R + R_2 \pm \Delta R} = \frac{E}{R_1 + R_2} \cdot (R_2 \pm \Delta R).$$

Это соответствует потенциометрическому включению реостата, рассмотренному выше.

Нелинейность возникает при $R_H \neq \infty$.

Для достижения линейности в этом случае необходимо значительно отступить от условий согласования сопротивления четырехполюсников:

для $\Delta \varepsilon / \varepsilon = 1,5\%$ $a = R_H / R_0 = 10$;

для $\Delta \varepsilon / \varepsilon = 0,15\%$ $a = 100$.

Измерительные цепи в виде неравновесных мостов.

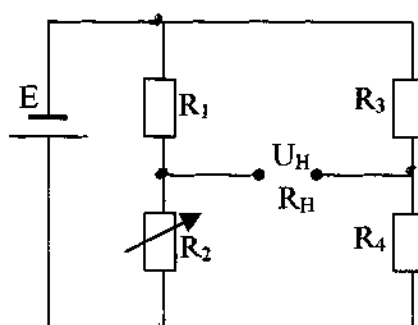


Рис. 28. Измерительная цепь в виде моста постоянного тока.

Мосты бывают постоянного и переменного тока; равновесные и неравновесные; равноплечие, симметричные и несимметричные.

При $x=0$ $\Delta U_H=0$ $\Delta I_H=0$ мост в равновесии;
при $x \neq 0$ $R_2 \pm \Delta R$ $U_H=f(x)$ или $I_H=f(x)$ – неравновесный мост.

» Использование мостовой измерительной цепи еще более расширяет возможности ИП, так как ИП может быть включен в одно (любое), два, четыре плеча моста (рис. 28). Состояние равновесия моста постоянного тока:
$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

На рис.29 изображена функциональная зависимость выходного напряжения мостовой измерительной цепи при изменении сопротивления рабочего плеча R_1 или R_2 .

$$U_H = U_3 - U_1(R_1); \quad U_H = U_2(R_2) - U_4.$$

Функция преобразования мостовой измерительной цепи при $R_H \rightarrow \infty$ нелинейна. При $R_H \neq \infty$ нелинейность еще увеличивается. Таким образом, неравновесный мост в широком диапазоне измерения сопротивлений плеч имеет существенно нелинейную характеристику преобразования, как при $R_H \rightarrow \infty$, так и при $R_H \neq \infty$.

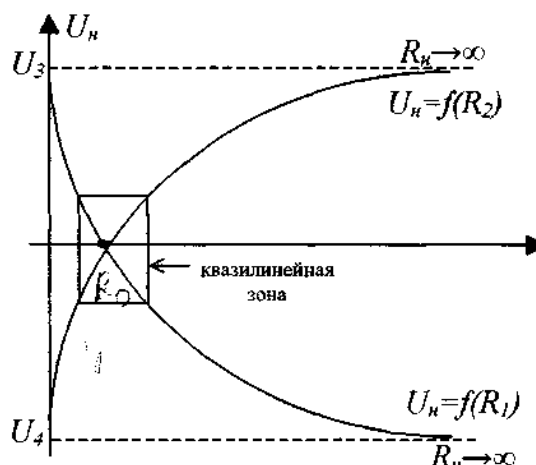


Рис.29. Функция преобразования мостовой измерительной цепи, если рабочими являются плечи R_1 или R_2 .

В общем виде эта характеристика может быть записана:

$$\dot{I}_H = \dot{E} \cdot \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_H (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2 (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2)},$$

$$\text{или } \dot{I}_H = \dot{I}_E \cdot \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_H (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) + (Z_3 + Z_4)(Z_1 + Z_2)},$$

где I_H , I_E - токи в цепи нагрузки и питания моста соответственно;

Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 - полные сопротивления плеч моста; Z_H - полное сопротивление нагрузки. • Если в делитель моста (смежные плечи), включить дифференциальный преобразователь,

то линейность его функции соблюдается при $R_H \rightarrow \infty$.

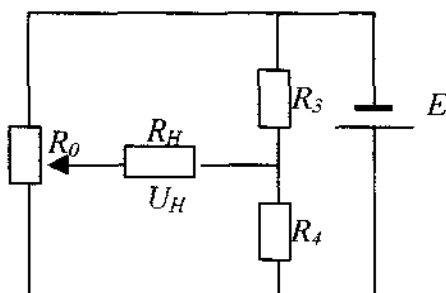


Рис. 30. Мостовая измерительная цепь с дифференциальными ИП в смежных плечах.

Для изображенного на рис.30 равноплечего моста ($R_1=R_2=R_3=R_4=R_0$ в положении равновесия) функция преобразования в случае выходного параметра в виде U_H

$$U_H = \frac{1}{2} E \varepsilon_R \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_H} \left(1 - \frac{\varepsilon_R^2}{2}\right)}$$

- Дифференциальный преобразователь может быть включен в плечи R_3-R_4 , R_1-R_3 , R_2-R_4 .

Анализ чувствительности мостовых измерительных схем.

Чувствительность по напряжению мостовой ИЦ в районе точки равновесия R_0 (при $\Delta R \ll R_1, R_2$) может считаться приблизительно постоянной (рис.30), эта зона носит название квазилинейной ($\varepsilon_R \ll 1$).

Так как неравновесные мосты для обеспечения малой погрешности линейности

используются именно в режиме малых ε_R , определим в этом режиме их чувствительность. Найдем чувствительность по току при одном рабочем плече равноплечего моста.

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$ при $x=0$.

При $x \neq 0$ $R_1 = R_0 + \Delta R$.

$$\Delta I_H = I_E \cdot \frac{(R_0 + \Delta R)R_0 - R_0^2}{R_H(R_0 + \Delta R + 3R_0) + (R_0 + \Delta R + R_0)2R_0} = I_E \frac{R_0^2 + \Delta R R_0 - R_0^2}{4R_0 R_H + \Delta R R_H + 4R_0^2 + 2\Delta R R_0}$$

В знаменателе можно пренебречь малым

$$\Delta I_H = I_E \frac{\Delta R R_0}{4R_0 R_H + 4R_0^2} = I_E \frac{\Delta R}{4(R_H + R_0)}$$

Чувствительность моста по току: $S_I = \Delta I_H / \Delta R$, $S_I = \frac{I_E}{4(R_H + R_0)}$.

Чувствительность по напряжению: $S_U = \frac{\Delta U_H}{\Delta R}$; $\text{при } \Delta U_H = E \frac{\Delta R}{4R_0} \rightarrow S_U = \frac{E}{4R_0}$.

Как видно, чувствительность $S_U \equiv E$, а $S_I \equiv I_E$. Однако увеличение тока, питающего мост,

влечет за собой увеличение рассеиваемой на R мощности. Другим фактором, определяющим чувствительность, является соотношение сопротивлений. Общей для всех мостов является зависимость чувствительности от числа рабочих плеч.

Автоматизация производственных процессов

Можно показать, что при двух активных плечах чувствительность моста удваивается.

В противоположных плечах моста находятся преобразователи R_I и R_4 , сопротивления которых изменяются одинаково.

При $x \neq 0$ $R_I = R_0 + \Delta R$; $R_4 = R_0 + \Delta R$; $R_2 = R_3 = R_0$.

$$\begin{aligned} \Delta I_H &= I_E \cdot \frac{(R_0 + \Delta R)^2 - R_0^2}{R_H(4R_0 + 2\Delta R) + (2R_0 + \Delta R)^2} = I_E \frac{R_0^2 + 2\Delta R R_0 + \Delta R^2 - R_0^2}{4R_0 R_H + 2\Delta R R_H + 4R_0^2 + 4\Delta R R_0 + \Delta R^2} = \\ &= I_E \frac{2R_0 \Delta R}{4R_H R_0 + 4R_0^2} = I_E \frac{2\Delta R}{4(R_H + R_0)} \end{aligned}$$

Пренебрегая, как и в первом случае, малыми, получим $S_{I2} = S_{II}$. Чувствительность моста, имеющего в противоположных плечах преобразователи, с одинаково меняющимися сопротивлениями, удваивается.

В смежных плечах моста использован дифференциальный преобразователь.

При $x \neq 0$ $R_I = R_0 + \Delta R$; $R_2 = R_0 - \Delta R$; $R_4 = R_3 = R_0$.

$$\begin{aligned} \Delta I_H &= I_E \cdot \frac{(R_0 + \Delta R)R_0 - (R_0 - \Delta R)R_0}{R_H 4R_0 + (R_0 + \Delta R + R_0 - \Delta R)2R_0} = I_E \frac{R_0^2 + \Delta R R_0 - R_0^2 + \Delta R R_0}{4R_0 R_H + 4R_0^2} = \\ &= I_E \frac{2\Delta R R_0}{4R_0(R_H + R_0)} = I_E \frac{2\Delta R}{4(R_H + R_0)} \\ S_3 &= 2S_1 \end{aligned}$$

То же для дифференциального преобразователя в плечах R_I и R_3 . Чувствительность

моста с дифференциальным преобразователем в смежных плечах удваивается.

В смежных плечах моста преобразователи с одинаково меняющимся сопротивлением:

При $x \neq 0$ $R_I = R_0 + \Delta R$; $R_2 = R_0 + \Delta R$.

$$\Delta I_H = I_E \cdot \frac{(R_0 + \Delta R)R_0 - (R_0 + \Delta R)R_0}{R_H(4R_0 + 2\Delta R) + (2R_0 + \Delta R)2R_0} = 0.$$

Мост с одинаково меняющимися сопротивления смежными плечами нечувствителен к этому изменению.

Все плечи моста рабочие.

При $x \neq 0$ $R_I = R_0 + \Delta R$; $R_2 = R_0 - \Delta R$; $R_4 = R_0 + \Delta R$; $R_3 = R_0 - \Delta R$.

Автоматизация производственных процессов

$$\Delta I_H = I_E \cdot \frac{(R_0 + \Delta R)^2 - (R_0 - \Delta R)^2}{R_H 4R_0 + 2R_0 2R_0} = I_E \frac{4\Delta R R_0}{4R_0 R_H + 4R_0^2} = I_E \frac{4\Delta R}{4(R_H + R_0)};$$

$$S_4 = 4S_1.$$

Чувствительность моста с четырьмя рабочими плечами увеличивается в четыре раза. Те же соотношения справедливы для чувствительности по напряжению при условии, что

$R_H \rightarrow \infty$. Чувствительность по напряжению равноплечего моста с одним рабочим плечом, как было показано ранее, $S_{U1} = \frac{E}{4R_0}$. В общем виде функция преобразования для равноплечего моста $\Delta U_H = 0.25E(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4)$, где $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4$ - относительные

чувствительности рабочих плеч моста с первого по четвертое соответственно. Для случая с дифференциальным преобразователем в смежных плечах $\varepsilon_1 = -\varepsilon_2, \varepsilon_3 = 0,$

$\varepsilon_4 = 0$:

$$\Delta U_H = 0.5E\varepsilon_{1,2}.$$

При изменении 4-х рабочих плеч $\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = -\varepsilon_3 = \varepsilon_4$: $\Delta U_H = E\varepsilon$.

Анализ мощности выходного сигнала.

Равноплечий мост имеет внутренне сопротивление $R_i = R$, где $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ в

равновесии. Максимальная мощность сигнала в нагрузке достигается при согласовании $R_H = R_i = R$. Чувствительность схемы при этом будет в 2 раза меньше, чем при $R_H \rightarrow \infty$, то есть:

$$\Delta U_{H1} = \frac{1}{8} E\varepsilon - \text{при одном рабочем плече};$$

$$\Delta U_{H2} = \frac{1}{4} E\varepsilon - \text{при двух рабочих плечах};$$

$$\Delta U_{H3} = \frac{1}{2} E\varepsilon - \text{если все плечи - рабочие}.$$

Мощность, развиваемая в нагрузке при одном, двух и четырех рабочих плечах

$$\text{соответственно: } P_{H1} = \frac{\Delta U_H^2}{R} = \frac{1}{64R} E^2 \varepsilon^2; P_{H2} = \frac{1}{16R} E^2 \varepsilon^2; P_{H3} = \frac{1}{4R} E^2 \varepsilon^2.$$

Автоматизация производственных процессов

Для увеличения мощности сигнала, отдаваемого в нагрузку, можно увеличивать питающее напряжение E , что нежелательно из-за роста потерь. Мощность, рассеиваемая в каждом плече равноплечего моста:

$$P_i = \frac{E^2}{4R}.$$

Мощность, развиваемая в нагрузке при одном, двух и четырех рабочих плечах соответственно:

Для увеличения $P_{H1} = \frac{\Delta U_H^2}{R} = \frac{1}{64R} E^2 \varepsilon^2$; $P_{H2} = \frac{1}{16R} E^2 \varepsilon^2$; $P_{H3} = \frac{1}{4R} E^2 \varepsilon^2$, увеличивать питающее напряжение E , что нежелательно из-за роста потерь. Мощность, рассеиваемая в каждом плече равноплечего моста:

$$P_i = \frac{E^2}{4R}.$$

назовем её суммарной мощностью ИП, тогда при одном рабочем

плече $P_\Sigma = P_i = \frac{E^2}{4R}$, при

двух рабочих плечах $P_\Sigma = \frac{E^2}{2R}$, а для четырех $P_\Sigma = \frac{E^2}{R}$. Выразим мощность, выделяемую в

нагрузке через суммарную мощность ИП, тогда

$$P_{H1} = \frac{1}{16} P_\Sigma \varepsilon^2; P_{H2} = \frac{1}{8} P_\Sigma \varepsilon^2; P_{H4} = \frac{1}{4} P_\Sigma \varepsilon^2$$

Таким образом при фиксированной суммарной мощности используемых рабочих преобразователей оптимальным является распределение их в четыре рабочих плеча. Приведенные выше расчеты сведены в таблицу 3, где указаны данные и для двух рассмотренных ниже мостовых измерительных схем - последовательно и параллельно симметричных.

Автоматизация производственных процессов

Вид схемы моста	Равноплечий мост			Последоват.-симметрич. мост	Параллельно-симметрич. мост
	1 раб. плечо	2 раб. Плеча (диф.)	4 раб. плеча		
Мощность, выделяемая в нагрузке P_H .	$\frac{E^2}{4R}$	$\frac{E^2}{2R}$	$\frac{E^2}{R}$	$P_{ЭФФ} = \varepsilon \cdot P_i$	
Мощность, рассеив. на раб. Плечах моста $P_{\Sigma} = P_i$ (суммарная мощность ИП)	$\frac{\varepsilon^2 E^2}{64R} = \frac{\varepsilon^2}{16} P_{\Sigma}$	$\frac{\varepsilon^2 E^2}{16R} = \frac{\varepsilon^2}{8} P_{\Sigma}$	$\frac{\varepsilon^2 E^2}{4R} = \frac{\varepsilon^2}{4} P_{\Sigma}$	$\frac{1}{4} P_{\Sigma} \varepsilon^2$	$\frac{1}{12} P_{\Sigma} \varepsilon^2$

Таблица 3. Мощность, выделяемая в нагрузке мостов различной конфигурации

Оптимальные соотношения в неравновесных последовательно-симметричных мостах

постоянного тока.

Последовательно-симметричный мост имеет одну ветвь, составленную из дифференциального преобразователя $R_1 = R_0 + \Delta R$; $R_2 = R_0 - \Delta R$; $R_1 = R_2$, а другую ветвь из

$$R_3 = R_4 \text{ (рис.31)}$$

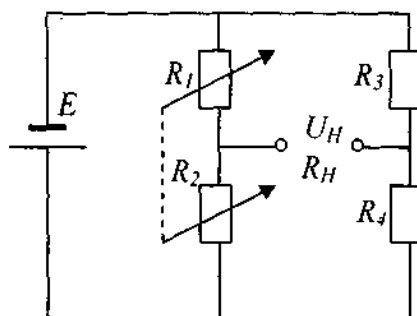


Рис. 31. Последовательно-симметричная мостовая измерительная цепь.

Если использовать теорему Милштейна об эквивалентном генераторе, можно показать, что условием согласования является:

$$R_H = R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}, \text{ или при } R_1 = R_2; R_4 = R_3. R_H = R_i = \frac{R_1}{2} + \frac{R_3}{2}.$$

Оптимальные значения R_H зависят не только от сопротивлений рабочих плеч R_1 и R_2 , но

и от сопротивлений плеч балластного делителя R_3, R_4 . То, что эти плечи балластные, видно

из эквивалентной схемы замещения, и поэтому мощность сигнала в нагрузке будет наибольшей при $R_3 = R_4 \rightarrow 0$. Однако в рассматриваемых мостах постоянного тока

выполнить это условие в полном объеме невозможно, так как при этом будет закорочен источник питания. Поэтому считается оптимальным соотношение $R_3 = R_4 \ll R_1 = R_2$. Получаем при $R_3 = R_4 \rightarrow 0$ выигрыш чувствительности, если $R_H = R_i = R/2$.

$$P_{H2} = \frac{\Delta U_H^2}{R} = \frac{1}{8R} E^2 \varepsilon^2 = \frac{1}{4} \varepsilon^2 P_{\Sigma}. \quad \ll$$

В последовательно-симметричной мостовой измерительной схеме мощность в нагрузке такая же, как при использовании 4-х рабочих плеч в равноплечем мосте и в 2 раза выше, чем в том же мосте при использовании в нем двух рабочих плеч.

Оптимальные соотношения в неравновесных параллельно-симметричных мостах

постоянного тока.

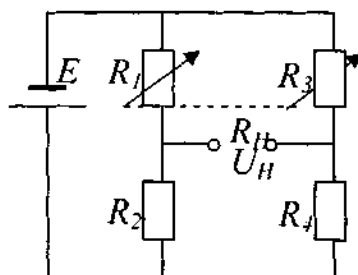


Рис.32. Параллельно-симметричная мостовая измерительная цепь.

Для такой конструкции мостовой ИЦ (рис.32):

$$R_1 = R_3 \text{ при } x=0, R_4 = R_2; R_1 = R + \Delta R \text{ при } x \neq 0; R_3 = R - \Delta R, R_4 = R_2 = \text{const.}$$

Условие согласования сопротивлений: $R_H = R_i = \frac{2R_1R_2}{R_1 + R_2}$; $R_4 = R_2$ шунтируют нагрузку,

поэтому максимальная мощность в нее передается при $R_4 = R_2 \rightarrow \infty$. Но выполнение этого

условия потребует увеличить $E \rightarrow \infty$, чтобы обеспечить ток в рабочих плечах моста. Поэтому

на практике выполняют разумное условие $R_2^* = R_4 \gg R_1 \approx R_3$. Максимальная мощность в

нагрузке при $R_2 = R_1/2$, равна $P_H = \frac{1}{12} \varepsilon^2 P_\Sigma$, что хуже, чем в последовательно-

симметричной мостовой измерительной цепи.

Наиболее важным параметром, определяющим мощность сигнала измерительной цепи, является относительная чувствительность $\varepsilon = \Delta R/R$ используемого параметрического

преобразователя, вторым по важности - суммарная мощность рассеивания используемых преобразователей. Произведение этих показателей $P_{\text{эфф}} = \varepsilon^2 P_i$ есть эффективная мощность

Автоматизация производственных процессов

параметрического преобразователя, аналогичная мощности $P_{КЗ}$ генераторных ИП -

основной обобщенный показатель качества преобразователей. И, наконец, последним по значимости является выбор числа рабочих плеч и схемы моста, что выражается в изменении коэффициентов $(1/16; 1/12; 1/8; 1/4)$, различающихся не выше, чем в 4 раза.

Особенности неравновесных мостов переменного тока.

Мосты переменного тока в настройке и эксплуатации сложнее мостов постоянного тока. Однако ряд измерительных преобразователей не могут использоваться при питании ИЦ постоянным током. Выходное напряжение мостов переменного тока гораздо проще усиливать усилителем переменного тока. Наконец, мосты переменного тока обладают рядом возможностей, недостижимых мостами постоянного тока. Поэтому часто мосты переменного тока используют даже с теми ИП, которые могли бы работать на постоянном токе (тензорезисторами, терморезисторами, фотосопротивлениями и др.).

Предварительное уравнивание моста переменного тока отличается тем, что оно должно осуществляться по двум составляющим - активной и реактивной. Это уравнивание производится попеременно, специальными цепями, вводимыми в схему моста.

Условие равновесного моста: $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$, где Z_i - полное сопротивление плеча моста.

В показательной комплексной форме: $|Z_1| e^{j\varphi_1} \cdot |Z_4| e^{j\varphi_4} = |Z_2| e^{j\varphi_2} \cdot |Z_3| e^{j\varphi_3}$.

$$\begin{cases} |Z_1| \cdot |Z_4| = |Z_2| \cdot |Z_3| & \text{- равновесие по модулю} \\ \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 & \text{- равновесие по фазе} \end{cases}$$

Другая форма записи: $(R_1 + jx_1)(R_4 + jx_4) = (R_2 + jx_2)(R_3 + jx_3)$, где R_i и x_i -

активная и реактивная составляющие полного сопротивления Z_i плеча моста.

$$\begin{cases} R_1 R_4 - x_1 x_4 = R_2 R_3 - x_2 x_3 \\ R_1 x_4 + R_4 x_1 = R_2 x_3 + R_3 x_2 \end{cases}$$

Мосты переменного тока с тесной индуктивной связью смежных плеч часто используются на практике (рис.33).

Автоматизация производственных процессов

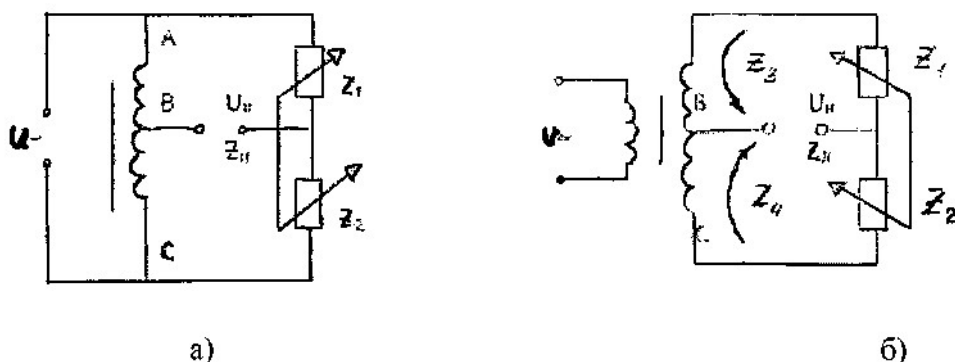


Рис. 33. Последовательно-симметричные мостовые измерительные схемы переменного тока
а) схема с автотрансформатором;
б) схема с трансформатором, имеющим среднюю точку.

Очень важной особенностью неравновесных мостов переменного тока по сравнению с мостами постоянного тока является совершенно различный характер изменения фазы в выходном сигнале (рис.34).

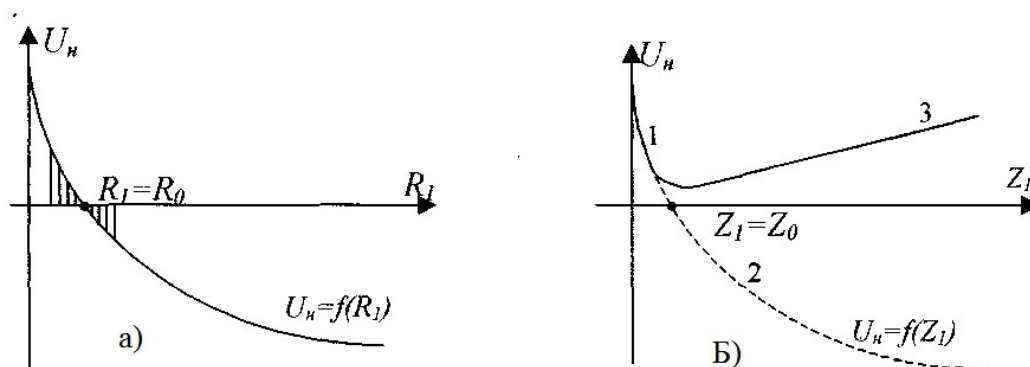


Рис. 34. Функция преобразования мостовых измерительных схем постоянного тока (а) и переменного (б) тока.

Так, в неравновесном мосте постоянного тока при изменении R_I от $R_I=0$ до $R_I=R_0$ (когда $U_H=0$), и далее до $R_I=\infty$, значение U_H меняется по кривой $U_H(R_I)$. При $R_I < R_0$ U_H

имеет один знак, при $R_I=R_0$ $U_H=0$, а при $R_I > R_0$ U_H меняет знак; U_H линейно зависит от

$\Delta R (R_I - R_0)$ в небольшом диапазоне (квазилинейная зона[^] заштрихована на рисунке, U моста переменного тока выходное напряжение $U_H = f(Z_I)$ изменяется в принципе по

аналогичной кривой 1, однако в точке $Z_I = Z_0$ на 180° меняется фаза этого напряжения. В этот

момент мост уравновешен по основной частоте, но всегда вследствие неточной синусоидальности питающего напряжения в выходном сигнале присутствуют высшие

Автоматизация производственных процессов

гармоники, плечи моста нелинейны по сопротивлению, и его $U_{ВЫХ} \neq 0$. Изменение U_H при Z_1

$> Z_0$ происходит по кривой 3, которая имеет пологий минимум. Характеристика моста нелинейна и не проходит через 0, чувствительность моста равна 0 при $Z_1 = Z_0$, поэтому

невозможно предварительно уравновесить мост, нет возможности по показаниям прибора определить знак отклонения $\Delta Z = Z_1 - Z_0$. Избавиться от этих недостатков позволяет

использование фазочувствительных указателей (усилителей). Такие устройства нечувствительны к напряжениям иных частот, кроме основной, а при изменении фазы основной гармоники на противоположную меняют знак отклонения, то есть практически полностью воспроизводят характеристику на рис.34а (кривая 1-2 на рис. 34б).

Характерно, что при использовании мостов переменного тока можно гораздо полнее приблизиться к условиям оптимального согласования последовательно- и параллельно-симметричных мостов, рассмотренных выше:

$Z_3 = Z_4 \rightarrow 0$ - последовательно симметричный мост; $Z_2 = Z_4 \rightarrow \infty$ - параллельно симметричный мост.

В схемах (рис.34 а, б) вместо Z_3 и Z_4 используют автотрансформатор или трансформатор

со средней точкой: сопротивления току по пути ABC , шунтирующее источник переменного тока, оказывается достаточно большим, равным Z_{XX} трансформатора или

автотрансформатора. Однако, эти же обмотки оказывают достаточно малое сопротивление для двух встречных и равных токов, протекающих по путям AB и BC . Создаваемые полуобмотками ЭДС направлены встречно и равны, магнитный поток в сердечнике от их действия отсутствует, сопротивление токам ≈ 0 и определяется лишь активной составляющей сопротивлений обмоток и индуктивностью рассеивания L_S , которую конструктивно

уменьшают. Поэтому можно обеспечить в мосте $Z_3 = Z_4 \rightarrow 0$, избежав $I_E \rightarrow \infty$.

Для передачи в нагрузку максимальной мощности следует выполнять условия согласования:

$Z_H = 0.5|Z_1, Z_2|$ - для последовательно-симметричной мостовой ИЦ;
 $Z_H = 2|Z_2, Z_3|$ - для параллельно-симметричной мостовой ИЦ.

4. Электрический сигнал - носитель информации.

4.1. Измерительные информационные сигналы. Их модели и параметры.

Сигнал - материальный носитель информации.

Сигнал - это физический процесс, однозначно и с заданной точностью отражающий передаваемое сообщение (сведения о состоянии источника информации) и пригодный для его обработки и передачи на расстояние. Сигналы могут быть разной природы (механические колебания, оптические и др.), в наших системах сигналы электрические. При всех преобразованиях сигнала должна сохраняться содержащаяся в нём информация, хотя потери её возможны (искажения, шумы в виде помех и др.). Информацию о значениях исследуемых величин называют измерительной информацией. Отсюда понятие измерительный сигнал.

Так как в процессе работы объекта управления предполагается изменение состояние источника сигнала, сигнал должен иметь один или группу параметров, подвергающихся изменению (модуляции). Сигнал, в котором ничего не изменяется, не может нести информацию об изменяющемся состоянии объекта.

Параметр сигнала, функционально связанный с изменением измеряемой величины, называется его информативным параметром.

Для электрических сигналов информативными параметрами могут быть:

для постоянных токов и напряжений – их мгновенные значения;

для переменных сигналов – амплитудные, средневывпрямленные или действующие значения синусоидальных токов и напряжений, а также их частота и фаза.

Так, в сигнале, описываемом моделью гармонических колебаний, информативными параметрами могут служить амплитуда, частота и фаза.

$$U=U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi).$$

Информативный параметр сигнала используют при модуляции сигнала, для отображения его связи с процессом.

Измерительные сигналы, представленные физическими процессами, закон изменения которых во времени и в пространстве имеет непрерывный характер, называются непрерывными или аналоговыми.

Дискретными называются сигналы, область определения характеристик которых представляет множество определённых моментов времени или точек в пространстве.

Автоматизация производственных процессов

Необходимым условием различных преобразований сигналов является реализация определенной (чаще линейной) функциональной зависимости между информативными параметрами сигналов y и измеряемой величины x . Наиболее распространенными в средствах измерений и преобразований являются сигналы, представленные на рисунке 35-36.

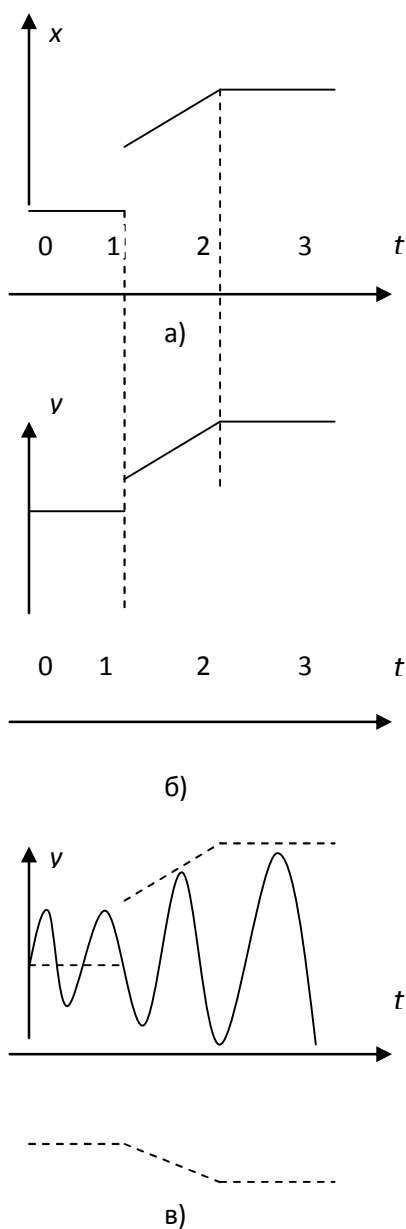
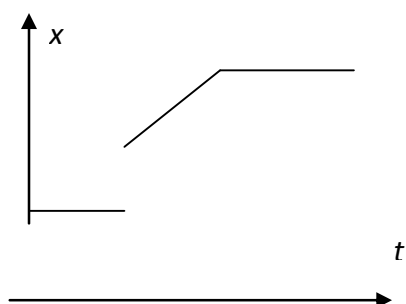


Рис.35. Непрерывные по информативному параметру и времени сигналы.

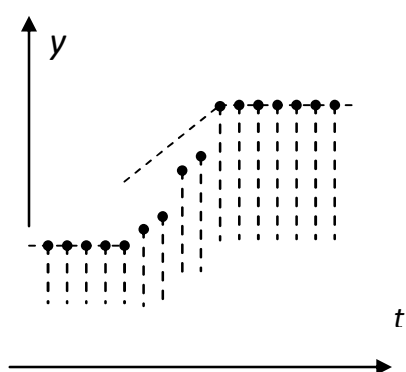
а - измеряемая величина X ;

б - непрерывный сигнал $y=kX$;

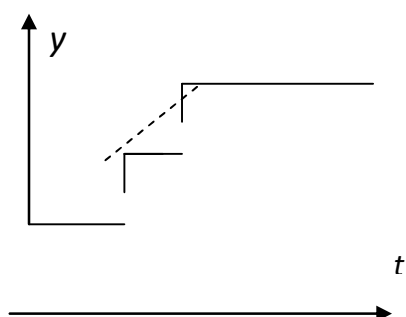
в - непрерывный гармонический сигнал с информативным параметром - амплитудой колебания.



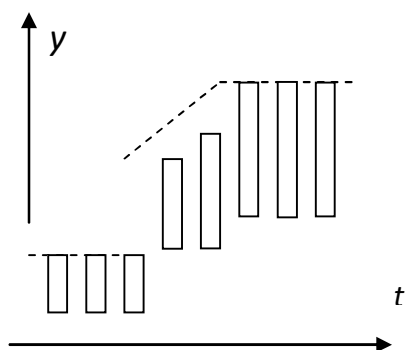
а)



б)



в)



г)

Рис.36. Дискретные сигналы.

а) измеряемая величина X ;

б) непрерывный по информативному параметру и дискретный по времени сигнал;

в) сигнал, непрерывный по времени и дискретный по информативному параметру (уровню);

г) импульсная последовательность с информативным параметром - амплитудой импульса.

Кроме информативных параметров у сигнала есть ряд неинформативных, то есть выполняющих иные функции, чем информативные параметры. Такими являются структурные и идентифицирующие параметры.

Идентифицирующие служат для выделения сигнала из группы ему подобных (например, помех). Чаще всего это частота гармонического сигнала, на которую рассчитывают фильтры.

Структурные определяют число степеней свободы сигнала. Для гармонических, это обычно t . Если информативным параметром гармонического сигнала служит его амплитуда, которая зависит лишь от источника информации, то сигнал имеет одну степень свободы. Если на амплитуду сигнала влияют и другие факторы, например, температура, то сообщение необходимо сопоставить со значением сигнала в моменты времени $t_1, t_2, t_3 \dots t_n$ на отрезке Δt . Число сопоставлений для выявления конечного сигнала будет числом его степеней свободы $n = T / \Delta t$.

Математические модели сигналов.

Сигналы различной физической природы описывают математическими моделями, общий вид которых можно представить так:

$y = f(t, z, \omega, \dots a, b, c, \dots)$, где

y - информативный параметр сигнала,

t, z, ω - независимые аргументы: текущее время, координата

точки в пространстве; частота;

a, b, c - параметры сигнала.

Используемые при решении измерительных задач модели должны в наибольшей степени отражать существенные свойства представляемых процессов, иначе при неадекватности модели сигнала процессу возникнут существенные погрешности измерения, однако модель сигнала должна быть по возможности простой, содержать минимально необходимое количество для адекватного описания сигнала независимых аргументов и параметров.

В большинстве случаев используют модели сигналов, имеющие один независимый аргумент - время, координата точки или частота.

Реальные сигналы всегда наблюдаются в условиях помех, то есть представляют собой реализацию случайного процесса. Однако в значительном числе случаев можно оценить вклад случайной компоненты в процесс. По степени

Автоматизация производственных процессов

учёта в модели сигнала случайной компоненты все сигналы (и их модели) делят на три группы:

влияние случайной компоненты процесса можно исключить полностью. Модели таких сигналов при наличии информации об их параметрах называют детерминированными. Поведение детерминированного сигнала можно предсказать заранее с приемлемой точностью. Например: генератор вырабатывает переменное напряжение с амплитудой U_0 , частотой ω_0 и начальной фазой φ_0 ;

Модель $U(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

из сигналов, где влияние случайной компоненты заметно, выделяют квазидетерминированные модели, в которых один или несколько параметров априорно неизвестны. У квазидетерминированного сигнала известна чаще всего форма, но не известен какой-то параметр, что отражается его математической моделью. Например, у гармонического сигнала известна частота, но неизвестно значение амплитуды (во времени);

модель случайного сигнала используют для представления физических процессов, закон изменения которых во времени или в пространстве имеет случайный характер. Модель такого сигнала представляет собой описание статистических характеристик случайного процесса путем задания необходимого распределения вероятности, корреляционной функции, спектральной плотности энергии и т.д.

Классическим примером случайного сигнала являются помехи: наводки по цепям электропитания, шумы усилителя, сбои в работе цифровой аппаратуры и так далее.

При построении моделей квазидетерминированного сигнала используется как временное, так и частотное (спектральное) представление сигнала.

Представление сигнала во временной области позволяет определить его параметры, энергию, мощность, длительность.

Представление сигнала в частотной области в виде частотного спектра, получаемого на основе математического аппарата преобразования Фурье, позволяет решать задачи идентификации характеристик сигнала (выбор активных параметров), фильтрации (выделение сигнала на фоне помех) и выбора частоты дискретизации непрерывного сигнала при его преобразовании в дискретный и далее - в цифровой. При таком представлении сигнала одним из важнейших параметров является ширина частотного спектра, что весьма важно для выбора аппаратуры обработки и передачи сигнала без существенных искажений.

4.2. Временная область представления квазидетерминированных сигналов.

Во временной области для составления модели сигнала используют некоторые функции $f(a_1, a_2, \dots, t)$, наиболее близко описывающие изменение сигнала во времени, в которых один из параметров a_1, a_2, \dots, a_n зависит от измеряемой величины $x(t)$, т.е. является информативным.

$$y = y_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad t - \text{независимый аргумент.}$$

$$\begin{array}{ccc} | & | & | \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{array}$$

При описании квазидетерминированных сигналов широко используют понятие элементарного сигнала.

К элементарным относятся:

постоянный сигнал;

единичный импульс;

синусоидальный сигнал.

Модель **постоянного сигнала**, во временной области, описывается как $x(t) = A$, где

$$A = \text{const.}$$

Единственным параметром постоянного сигнала является A (мгновенное значение).

Единичный импульс описывается математической моделью вида

$$x(t) = \delta(t - t_u), \quad \text{где } \delta(t - t_u) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq t_u, \\ \infty, & \text{при } t = t_u. \end{cases}$$

$\delta(t - t_u)$ - дельта - функция, принимающая значение 0 при $t \neq t_u$ и бесконечность при $t = t_u$.

Единичный импульс является идеальным представлением реально наблюдаемых импульсов конечной длительности и амплитуды. Единственным параметром единичного импульса является t_u , указывающее его положение на временной оси.

Единичный импульс обладает следующими математическими свойствами:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \delta(t - t_u) dt = x(t_u)$$

Это означает, что единичный импульс обладает стробирующим действием. В частности, если $x(t) = A$ - постоянный сигнал, значение которого равно 1, то:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - t_n) dt = 1,$$

то есть площадь единичного импульса равна 1, что и объясняет название элементарного сигнала.

Гармонический сигнал описывают моделью вида:

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi) = A \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi\right).$$

Он имеет три параметра: амплитуду A , частоту ω (период T), и начальную фазу φ , которые могут отражать информацию.

Гармонический сигнал широко используется в измерительной технике для анализа и синтеза измерительных сигналов.

Гармонический сигнал является представителем большого класса квазидетерминированных периодических сигналов, математическая модель которых является периодической функцией времени.

$$x(t) = x(t \pm kT), \text{ где } T - \text{период, } k = 1, 2, 3 \dots$$

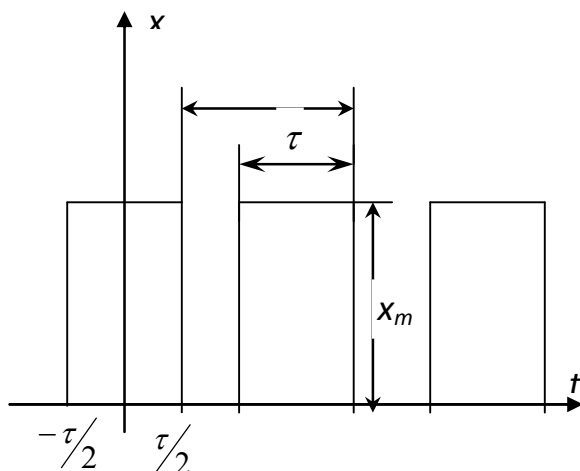
Для описания периодической импульсной последовательности можно использовать модель:

$$x(t) = \begin{cases} s(t - kT), & \text{при } kT < t < kT + \tau \\ 0, & \text{при } kT + \tau < t < (1 + k)T, \end{cases} \quad k = 0, +1, +2, \dots$$

где $s(t)$ - функция, описывающая форму импульса. Если $s(t) = \text{const}$, имеем последовательность прямоугольных импульсов (рис. 37), которая характеризуется

Автоматизация производственных процессов

тремя параметрами: амплитудой x_m , периодом повторения T и длительностью импульса τ . Каждый из них может быть информативным.



$$q = \frac{T}{\tau} -$$

скважность

Рис.37. Последовательность прямоугольных импульсов (амплитуда x_m).

При анализе периодических сигналов произвольной формы широко используют следующие характеристики:

- среднее значение (постоянная составляющая)

$$x_{CP} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = x_0$$

- средневывпрямленное значение

$$x_{CP.B.} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt$$

- действующее или среднеквадратическое значение

$$x_{CP.KB.} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt}$$

Более сложные модели строятся на основе суммирования простых функций.

4.3. Частотная область представления квазидетерминированных сигналов.

Это представление сигнала основано на преобразовании Фурье.

Применяя разложение в ряд Фурье, можно представить произвольный периодический квазидетерминированный сигнал суммой гармонических составляющих, моделью вида:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k \frac{2\pi}{T} t + b_k \sin k \frac{2\pi}{T} t), \text{ где } \frac{2\pi}{T} = \omega, \text{ или иначе}$$

$$x(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega t + \varphi_k).$$

В представленных выше выражениях $a_1, a_2 \dots a_k$, $b_1, b_2 \dots b_k$ и $c_1, c_2 \dots c_k$ - коэффициенты гармоник, a_0 , c_0 - постоянные составляющие, $\varphi_1, \varphi_2 \dots \varphi_k$ - коэффициенты фаз.

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) dt; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cos(k\omega t) dt \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \sin(k\omega t) dt;$$

где $x(t)$ - функция сигнала, T - его период. Коэффициенты второго выражения можно определить зная значения a_k и b_k и наоборот, зная c_k и φ_k , можно найти a_k и b_k .

$$\begin{aligned} c_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2} & \varphi_k &= -\arctg \frac{b_k}{a_k} & a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt, & c_0 &= a_0. \\ a_k &= c_k \cos \varphi_k & b_k &= -c_k \sin \varphi_k \end{aligned}$$

Ряд Фурье представляет собой сумму постоянной составляющей и гармонических колебаний с вещественными амплитудами. Разложение сигнала в ряд по гармоническим функциям называют его спектральным представлением или спектром в базисе гармонических функций.

Таким образом при спектральном (разложении) представлении периодические квазидетерминированные сигналы характеризуются средним значением и частотным спектром, представляющим собой набор коэффициентов (c_k , φ_k при $k=1, 2, 3 \dots$) амплитуд и фаз элементарных гармонических сигналов. Множество c_k образует амплитудный спектр, φ_k - фазовый спектр сигнала.

Частотный спектр периодического сигнала имеет дискретный характер.

Автоматизация производственных процессов

В зависимости от решаемой задачи информативным параметром в частотной модели периодического сигнала может быть φ_k любой из параметров - амплитуды гармоник, частота, фаза. Наглядное представление о спектре дает его графическое изображение (рис. 38). В точках горизонтальной (частотной) оси, соответствующих частотам гармоник, строят вертикальные отрезки, отображающие в некотором масштабе амплитуды или фазы гармоник.

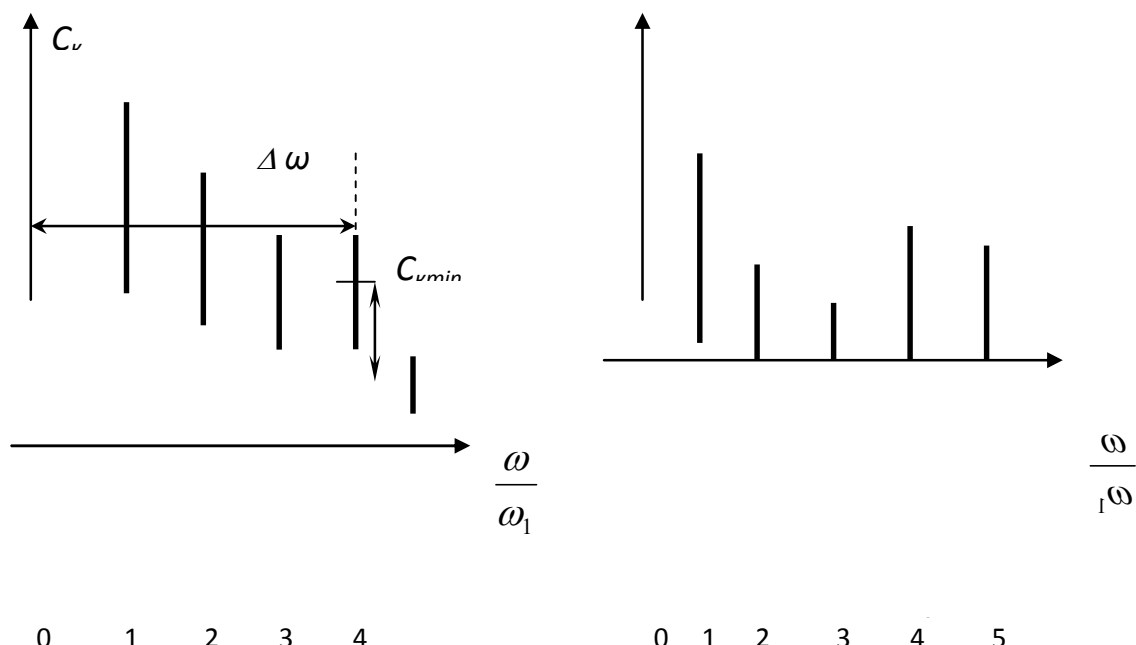


Рис. 38. Частотные спектры периодического сигнала.

а - амплитудный спектр, б - фазовый спектр.

(ω – текущая частота, ω_1 – частота первой гармоники колебаний).

Спектр периодического сигнала называют дискретным или линейчатым, так как он состоит из отдельных линий на соответствующих дискретных частотах. Более информативен амплитудный спектр, позволяющий судить об относительной доле в полном сигнале соответствующих спектральных составляющих. Задавшись значением C_{kmin} , можно определить ширину спектра $\Delta \omega$: $\Delta \omega \rightarrow 0 \div \omega_e$, ω_e - верхняя частота спектра сигнала.

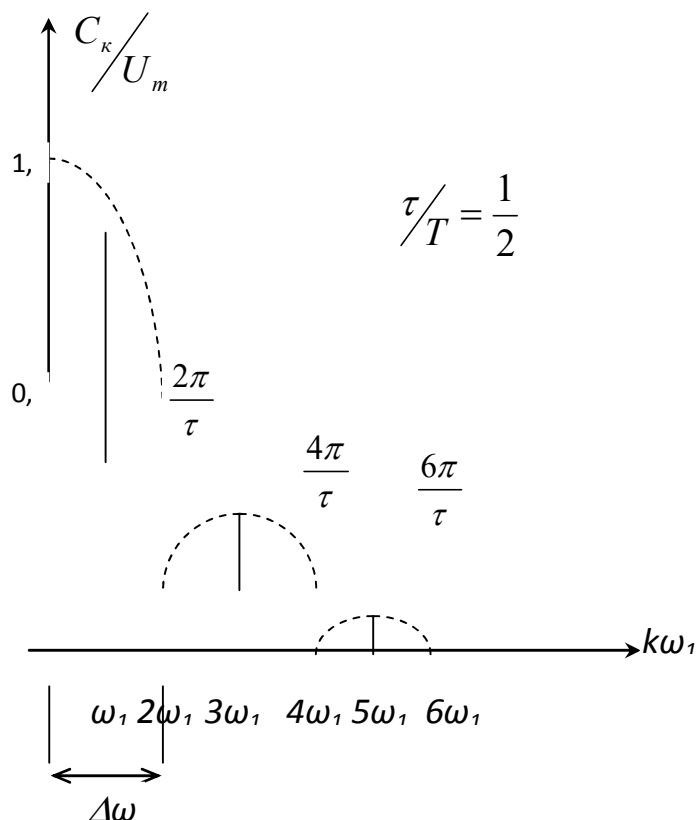
Рассмотрим частотный спектр периодического импульсного сигнала, используя рис. 37, при $x(t)=U(t)$. приведенную на рисунке функцию сигнала можно представить в виде:

$$x(t) = \begin{cases} U_m \text{ при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq +\frac{\tau}{2} \\ 0 \text{ при } \frac{\tau}{2} < t < T - \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

Коэффициенты разложения этой функции в ряд Фурье:

Отсюда получаем выражение для амплитудно-частотного спектра:

В общем случае этот спектр можно представить графически в виде отрезков C_K , проведенных перпендикулярно оси, на которой наносятся значения частот $k\omega_1$ (рис. 39).


$$\tau/T = \frac{1}{2} \quad (C_\kappa/U_m - \text{относительные амплитуды гармоник}).$$

67

Автоматизация производственных процессов

Как видно из рис.39, в спектре сигнала преобладают низкочастотные составляющие. Если учитывать среднюю мощность P_{cp} периодического сигнала при единичном сопротивлении нагрузки, можно использовать соотношение:

$$P_{cp} = \frac{1}{2} \int_0^T x^2(t) dt = c_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{K=1}^{\infty} c_K^2$$

Средняя мощность сигнала определяется только спектром амплитуд и не зависит от спектра фаз. Воспользовавшись этой формулой, нетрудно убедиться, что для рассмотренного выше случая 50% средней мощности сигнала составляет постоянная составляющая, 40% первая гармоника, 5% третья гармоника, 1% - пятая гармоника. Таким образом, в первом лепестке амплитудного спектра $\Delta\omega=0...2\omega_1$ содержится 90% средней мощности импульсного сигнала, при $\Delta\omega=0...4\omega_1$ – 95% P_{cp} . Частота, ограничивающая полосу пропускания, называется верхней частотой спектра ω_e .

Изменение соотношения между длительностью τ и периодом T следования импульсов приводит к перераспределению указанной мощности сигнала по отдельным участкам спектра: уменьшается удельный вес его низкочастотных составляющих, возрастает удельный вес высших гармоник. Для спектра сигнала с $\tau/T=1/5$ (рис.40) 90% средней мощности сигнала содержится в диапазоне частот $0-10\omega_1$.

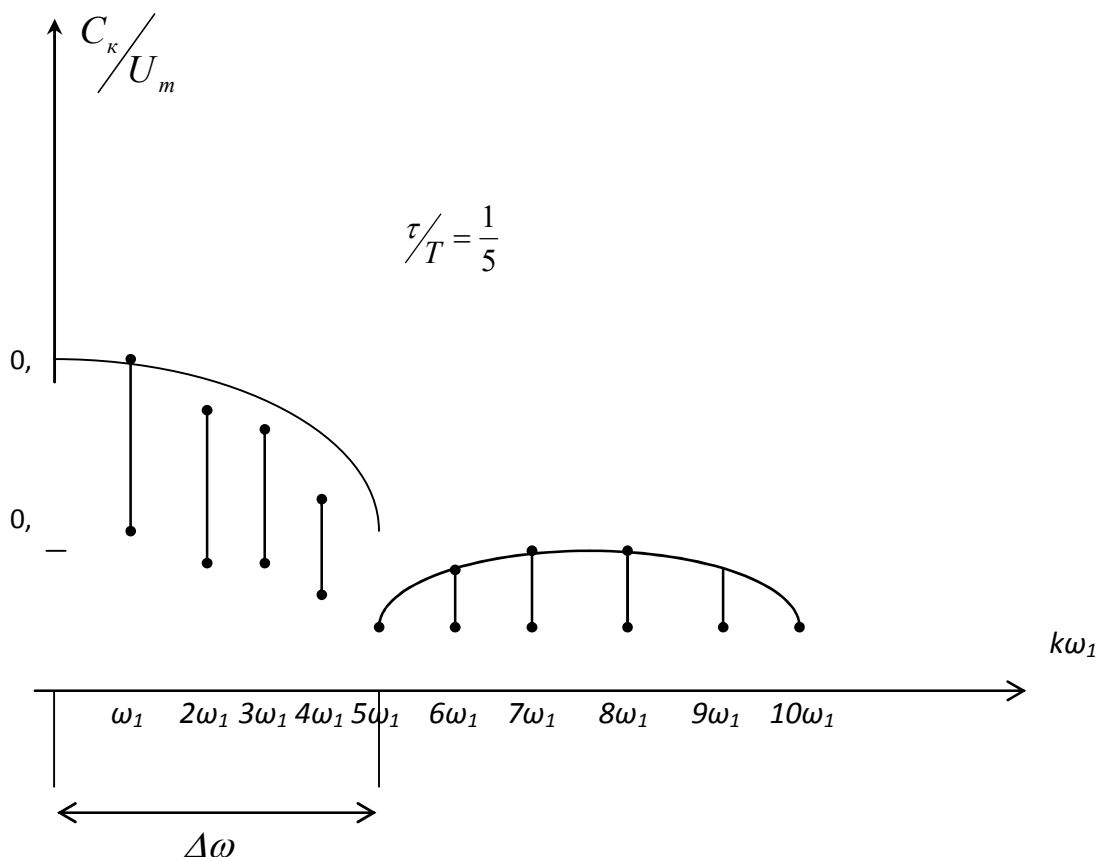


Рис.40. Амплитудный частотный спектр импульсной последовательности при $\tau/T = \frac{1}{5}$.

Автоматизация производственных процессов

Оценивая эффективную ширину частотного спектра $\Delta\omega$, по 90% содержания в ней мощности, можно показать, что если $\Delta\omega = T/\tau \cdot \omega_1$, а $\omega_1 = 2\pi/T$, то $\Delta\omega = 2\pi/\tau$. Таким образом, можно показать, что ширина спектра импульса определяется его длительностью τ . Можно также показать, что если $\Delta\omega\tau = 2\pi$, а $\Delta\omega = \omega_\varepsilon \rightarrow \omega_\varepsilon = 2\pi/\tau \rightarrow 2\pi f_\varepsilon = 2\pi/\tau \rightarrow \tau f_\varepsilon = 1$. Это выражение справедливо и для сигнала произвольной формы.

Таким образом, между длительностью сигнала и шириной его спектра существует определенная связь: чем меньше длительность сигнала, тем шире его спектр. Дельта-импульс имеет бесконечно широкий равномерный спектр. В спектре постоянного во времени сигнала имеется одна составляющая на нулевой частоте (крайние случаи).

Для реального сигнала любое ограничение его длительности приводит к бесконечно широкому спектру.

Приведенный выше анализ амплитудного спектра показал правомочность использования энергетического подхода, когда под шириной спектра понимают ограниченную верхней частотой ω_B полосу частот, на которую приходится заданная часть ($\approx 90\%$) от полной энергии сигнала. При этом информация в потоке энергии сохраняется достаточно полно.

Если ставится задача сохранить форму сигнала, то энергетический критерий отходит на второй план. В этом случае рабочая полоса частот должна быть существенно шире, чем при энергетической оценке.

В отличие от периодических и почти периодических квазидетерминированных сигналов непериодические сигналы в частотной области представляются непрерывным спектром.

В качестве информативных параметров непериодических сигналов (рис.41) выступают амплитуда и длительность импульса (а), амплитуда и постоянная времени затухания (б), амплитуда, постоянная времени затухания, фаза и частота (в).

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Частотный спектр непериодических сигналов (рис.42) описывается (при условии абсолютной интегрируемости функции $x(t)$ в интервале от $-\infty < t < +\infty$ с помощью интегрального преобразования Фурье, через его спектральную плотность $S(\omega)$ - спектральная плотность амплитуд.

Таким образом, описание сигнала квазидетерминированными моделями дает хорошую математическую интерпретацию происходящих во времени процессов. При известном $x(t)$ процессе эти модели дают точное в пределах принятой модели описание сигнала $y(t)$. Однако поскольку измеряемая величина $x(t)$ неизвестна, то

Автоматизация производственных процессов

на основании этих моделей определяют предельные характеристики сигнала $y(t)$: диапазоны изменения сигнала, его информативного параметра, частотный диапазон или другие характеристики.

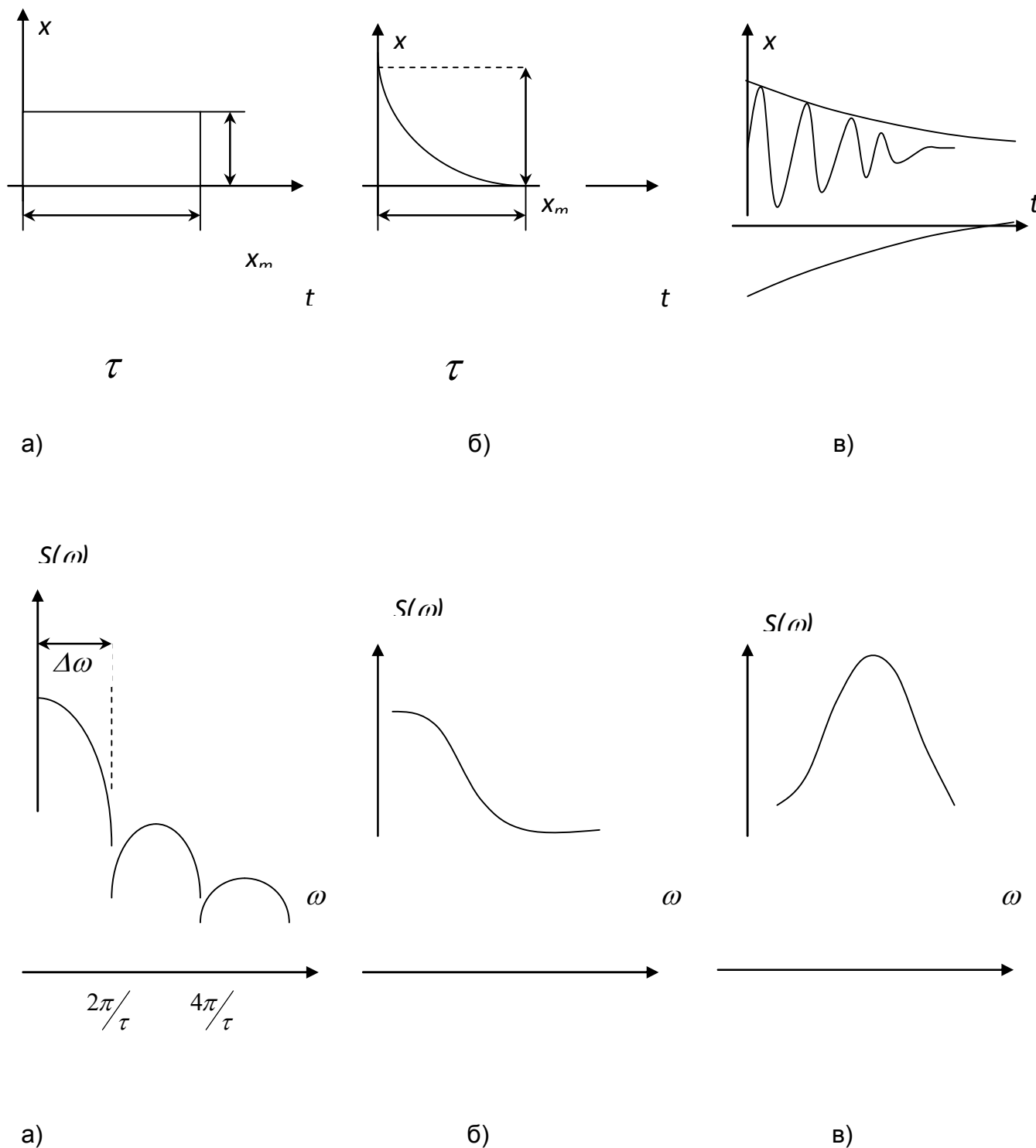


Рис. 41. Непериодические сигналы и их частотные спектры, а) одиночный импульс; б) экспоненциально убывающий сигнал; в) затухающий колебательный процесс.

4.4. Описание сигналов автокорреляционной (корреляционной) функцией.

Наряду со спектральным подходом к описанию квазидетерминированного сигнала часто на практике необходима характеристика, дающая представление о скорости изменения сигнала без разложения его на элементарные составляющие. Такой характеристикой является автокорреляционная функция сигнала. Она чаще всего используется для оценки случайных процессов.

Эта функция характеризует связь между мгновенными значениями сигнала в различные моменты времени.

Для квазидетерминированных сигналов конечной длительности автокорреляционная функция:

$$k(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t + \tau) dt, \text{ где } \tau - \text{временной сдвиг сигнала.}$$

$k(\tau)$ - характеризует степень связи (корреляции) сигнала $x(t)$ с его копией, сдвинутой по оси времени на τ .

Чем меньше значение корреляционной функции, тем меньше эта связь и зависимость значений сигнала $x(t_1 + \tau)$ в момент $t_1 + \tau$ от значения сигнала $x(t_1)$ в момент t_1 .

При $\tau=0$ $k(\tau)$ достигает максимума и принимает значение равное энергии сигнала

$$k(0) = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt.$$

С увеличением τ $k(\tau)$ убывает (не обязательно монотонно) и при значении τ , превышающем длительность сигнала, обращается в ноль. Интегральное преобразование Фурье над автокорреляционной функцией $k(\tau)$ даёт спектр плотности мощности сигнала.

$$S_P(\omega) = W(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} k(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Спектральная плотность мощности $S_P(\omega)$ определяет распределение средней мощности сигнала по его частотам. Значения $S_P(\omega)$ равны средней мощности, приходящейся на единицу полосы частот при различных частотах.

Обратное преобразование позволяет найти корреляционную функцию по известной спектральной плотности мощности.

$$k(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} [W(\omega)] e^{-j\omega\tau} d\omega, \text{ отсюда}$$

чем шире спектр сигнала, тем меньше время корреляции, т.е. значение сдвига τ , в пределах которого автокорреляционная функция отлична от нуля;

автокорреляционная функция не зависит от фазовой характеристики спектра сигнала;

при одном и том же амплитудном спектре и разных формах фазовой характеристики формы квазидетерминированных сигналов существенно отличны, но им может соответствовать одна и та же автокорреляционная функция, математически описывающая их общие свойства.

Еще раз напомним, что понятие $k(\tau)$, $S(\omega)$, $S_P(\omega)$, чаще употребляются по отношению к случайным процессам - это их характеристики.

5. Обработка измерительной информации.

Процесс обработки измерительной информации включает большое количество операций: дискретизацию, квантование, модуляцию, фильтрацию, статистическую обработку данных, автоматическую коррекцию погрешности, вычисление корреляционных функций, спектров сигнала и др.

5.1. Дискретизация измерительной информации.

Дискретные сигналы информации могут поступать от объекта управления через первичные преобразователи, но чаще всего первичная информация имеет аналоговую форму и преобразуется в дискретную для дальнейшей обработки и использования в средствах вычислительной техники.

Дискретизация представляет процесс получения мгновенных значений непрерывной функции в дискретные моменты времени. Этот процесс обычно имеет 2 этапа: дискретизацию по времени и квантование по уровню.

Дискретные сигналы в меньшей степени подвержены искажениям в процессе передачи и хранения, они легко преобразуются в двоичный код и обрабатываются с помощью цифровых устройств.

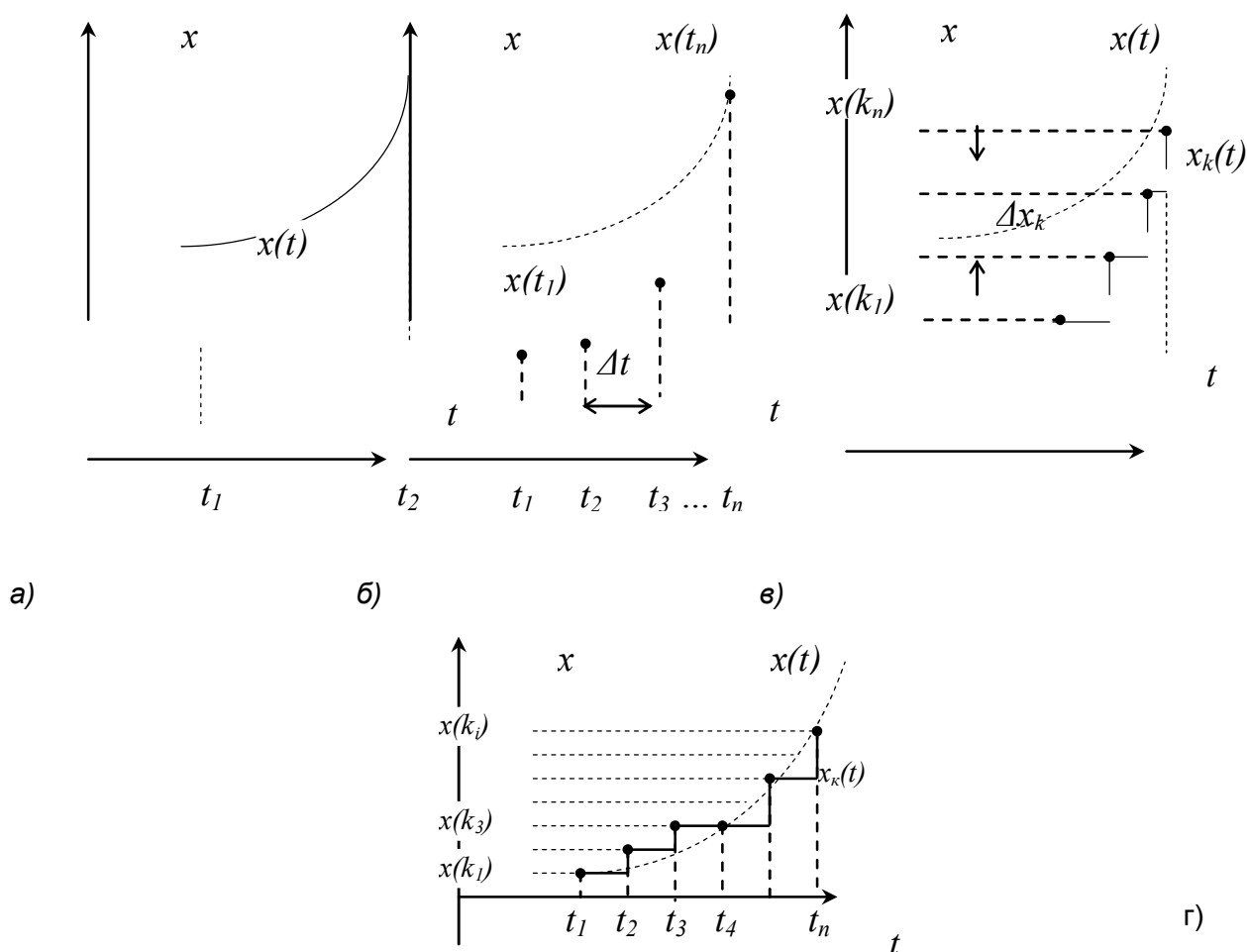


Рис. 42. Последовательные этапы дискретизации непрерывного сигнала

а) непрерывный (аналоговый) сигнал; б) сигнал, дискретизированный по времени;

Автоматизация производственных процессов

в) сигнал, дискретизированный по уровню (квантованный); г) сигнал, дискретизированный по времени и квантованный по уровню (по информативному параметру).

Дискретизация по времени - это переход от непрерывного сигнала к дискретному, описываемому разрывной функцией времени, то есть получение конечного числа значений $X(t_i)$ в заданные моменты времени (рис.42 б), при этом шаг дискретизации $\Delta t = t_2 - t_1$. Процесс квантования сводится к представлению бесконечного множества значений $X(t)$ конечным (ограниченным) множеством допустимых значений - уровней квантования $X_{k1}, X_{k2}, \dots, X_{kn}$ (рис.42 в). Разность между двумя ближайшими уровнями $X_{k2} - X_{k1}$ называется шагом квантования по уровню ΔX_k , квантом и представляет собой разрешающую способность преобразователя. Чем меньше шаг квантования, тем выше разрешающая способность преобразователя.

Чаще всего применяют равномерную дискретизацию сигналов, но шаг может быть и переменным (как по времени, так и по уровню). Наконец, совмещая операции б) и в), можно получить дискретизированный по времени и квантованный по значению информативного параметра сигнал (рис.42 г).

Таким образом, непрерывный сигнал $X(t)$ можно преобразовать в дискретную форму по координатам X и t при совмещении операций дискретизации и квантования.

Этот процесс включает ряд последовательных или совмещённых во времени операций:

- организацию с помощью эталонных устройств точных уровней квантования (реализацию уровней);
- акт сравнения с определённой частотой дискретизации непрерывной величины с фиксированным значением уровня;
- момент отождествления, т.е. момент установления равенства преобразуемой аналоговой величины с квантованной с заданной точностью;
- момент отсчёта и выдачи значения (дискретного) преобразуемой величины $X_k(t)$.

Условно значения $X(t)$ отождествляются:

- а) с ближайшим верхним или равным уровнем квантования;
- б) с ближайшим нижним или равным уровнем квантования;
- в) с ближайшим (верхним или нижним) уровнем квантования.

Выбор шага квантования по уровню.

Шаг квантования выбирают в зависимости от допустимой относительной погрешности квантования γ_0 : $\Delta x_k > \gamma_0 [x_{\max}(t) - x_{\min}(t)]$.

Число необходимых уровней квантования сигнала (с учётом нулевого) - разрядность:

$$n = \frac{x_{\max}(t) - x_{\min}(t)}{\Delta x_k} + 1 = \frac{x_{\max}(t) - x_{\min}(t)}{2\sqrt{3} \cdot \sigma(\Delta x_D)} + 1 \text{ при равномерном квантовании.}$$

В случае использования квантованной величины система в большей мере защищена от действий помех, амплитуда которых меньше шага квантования по уровню, чем при использовании аналогового сигнала.

Выбор шага дискретизации.

Шаг Δt выбирают из условий эффективного (с заданной погрешностью) воспроизведения исходной характеристики $x(t)$ по её дискретным значениям $x(t_i)$. Воспроизведение функции осуществляется функцией $z(t)$, называемой воспроизводящей.

$$z(t) = \sum_{k=1}^m b_k \cdot f(t - t_k), \text{ где } b_k - \text{коэффициент, зависящий от отсчетов } x(t_i), x(t_{i-1}) \dots$$

Воспроизводящая функция воспроизводит исходную с погрешностью, зависящей от шага дискретизации $\Delta t = t_i - (t_{i-1})$. Чем меньше шаг, тем точнее воспроизводится функция, однако, может проявиться избыточность. Оптимальным будет такой шаг дискретизации, при котором воспроизводящая функция восстанавливает исходную с заданной погрешностью при минимальном числе выборок. Погрешность восстановления исходной функции $x(t)$: $\Delta(t) = x(t) - z(t)$. Она оценивается с использованием нескольких критериев.

Критерий наибольшего отклонения (показатель равномерного приближения).

$$\Delta(t)_m = \max | \Delta(t) | = \max | x(t) - z(t) |.$$

Интервал представлений $t [0, T]$. При этом должны быть известны априорные сведения о сигналах.

Среднеквадратический критерий.

$$\bar{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t) - z(t)|^2 \cdot dt}, \text{ где } \bar{\sigma} - \text{среднеквадратическая погрешность}$$

восстановления.

Интервал представлений $t [0, T]$. Сложна аппаратура реализации.

Интегральный критерий.

$$\bar{\Delta} = \int_{t_1-1}^{t_i} \Delta(t) dt$$

Вероятностный критерий.

$p[\Delta(t) < \Delta(t)_0] = p_0$, где $\Delta(t)_0$ - допустимое значение погрешности; p_0 – допустимая вероятность того, что погрешность не превысит $\Delta(t)_0$.

При равномерной дискретизации (наиболее употребительной) точки отсчёта равномерно располагаются по оси t .

Если исходная функция $X(t)$ имеет ограниченный спектр частот, то согласно теореме Котельникова она может быть восстановлена без значительной погрешности по значениям выборок, взятых с частотой $2f_{max}$, где f_{max} или f_{ω} - максимальная (верхняя) частота в спектре сигнала. Таким образом, $\Delta t = 1/2f_{\omega} = \pi/\omega_{\omega}$.

В измерительной технике, как правило, сигналы имеют бесконечный спектр, поэтому теорему Котельникова используют для приближённого вычисления f_{ω} для таких сигналов. На практике частоту отсчёта (дискретизации) устанавливают по соотношению

$$f_{\omega} = k_3 \cdot 2f_{\omega}, \text{ где } k_3 - \text{коэффициент запаса, } 1.5 \leq k_3 \leq 6.$$

Иногда (если функция $X(t)$ мало изменяется на некотором протяжённом интервале времени T), такой выбор f_{ω} может привести к избыточности отсчётов, не являющихся необходимыми для восстановления сигнала. Сокращение избыточной информации возможно при использовании неравномерной (адаптивной) дискретизации, обеспечивающей выбор Δt между соседними отсчётами с учётом фактического изменения характеристик сигнала (в частности, скорости его изменения). Ошибка дискретизации - статическая, она не зависит от скорости изменения $X(t)$.

Выбор шага дискретизации или частоты опроса (дискретизации) $f_{\omega} = 1/\Delta t$ осуществляют на основе априорных сведений о характере сигнала $X(t)$. Важным при установлении шага дискретизации является способ восстановления сигнала, который во многом определяет погрешность воспроизведения функции $X(t)$, так как соединяя известные значения прямыми или кривыми, можно допустить различные погрешности.

Способы восстановления: экстраполяция (приближение), интерполяция, аппроксимация.

Автоматизация производственных процессов

При экстраполяции кривая проводится в заданном интервале (t) по данным предыдущего (или нескольких) отсчётов. При получении текущего отсчёта ЦУ вплоть до следующего отсчёта повторяет значение преобразуемой величины предыдущего отсчёта.

При интерполяции кривая восстанавливается по результатам двух соседних отсчётов, при этом воспроизводящая функция проходит через дискретные отсчёты.

При аппроксимации для восстановления $x(t)$ на каждом участке между её известными значениями строится кривая в соответствии с различными базисными функциями. В качестве таких функций широко применяют полиномы, в частности, полиномы Лагранжа.

Погрешности цифрового преобразования сигнала.

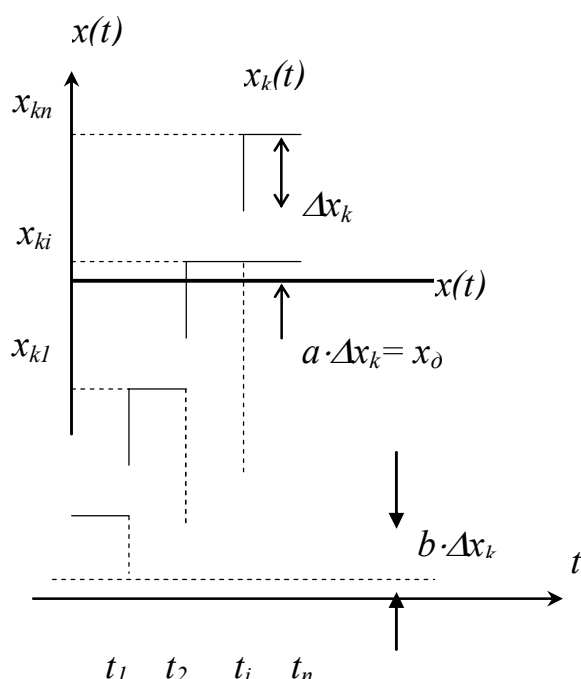


Рис. 43. К определению величины погрешности квантования.

Погрешность дискретизации (или квантования) Δx_δ – это разность между текущим значением сигнала $x(t)$ и его дискретным представлением $x_k(t)$ (рис.43). Вклад этой погрешности в общую погрешность цифрового преобразования максимален. Кроме неё в общую статическую случайную погрешность цифровых устройств входят:

- Δx_p - погрешность реализации уровней квантования, так как измеряемая величина квантуется в соответствии с реальными уровнями, а отсчёт производится в соответствии с расчётными значениями;

- Δx_q - погрешность чувствительности от наличия порога чувствительности устройств сравнения $x(t)$ и $x_k(t)$;

- Δx_{π} - погрешность помех;

Три последних погрешности - инструментальные, а Δx_{δ} - методическая.

Найдём полную погрешность цифрового преобразования с учётом $\Delta x_p \approx 0$, $\Delta x_q \approx 0$, $\Delta x_{\pi} \approx 0$.

В момент t_i $(b \cdot \Delta x_k + x_{ki}) - x = a \cdot \Delta x_k$, где

a - случайный безразмерный коэффициент ($a = 0..1$),

b - коэффициент постоянный, зависящий от способа отождествления ($b = 0..1$).

Абсолютная полная погрешность цифрового преобразования:

$$\Delta x = x_{ki} - x = a \cdot \Delta x_k - b \cdot \Delta x_k \quad (+ \Delta x_k/2 - \Delta x_k/2)$$

$$\Delta x = (a \cdot \Delta x_k - \Delta x_k/2) + (\Delta x_k/2 - b \cdot \Delta x_k) = \Delta x_{\delta} + c$$

случайная систематическая

составляющая составляющая

Если функция $x(t)$ заранее неизвестна, а шаг квантования достаточно мал, то Δx_{δ} меняется в пределах от $-\Delta x_k/2$ до $+\Delta x_k/2$.

Принято считать, что случайная ошибка квантования Δx_{δ} подчиняется равномерному закону распределения. При этом плотность вероятности $p(\Delta x_{\delta})$ для случайной величины Δx_{δ} принимает значение $1/\Delta x_k$ внутри диапазона $(-\Delta x_k/2; +\Delta x_k/2)$ и равна 0 вне этого диапазона (рис.44).

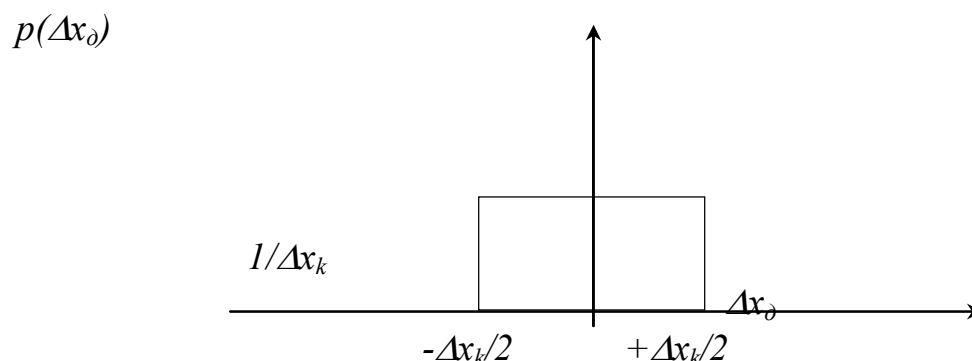


Рис. 44. Равномерный закон распределения погрешности дискретизации (квантования)

Автоматизация производственных процессов

Дисперсия ошибки квантования Δx_d при принятом равномерном законе распределения:

$$D[\Delta x_d] = \int_{-\Delta x_k/2}^{+\Delta x_k/2} \Delta x_d^2 \cdot p(\Delta x_d) \cdot d(\Delta x_d) = \frac{\Delta x_k^2}{12}.$$

Среднеквадратическое отклонение:

$$\sigma[\Delta x_d] = \frac{\Delta x_k}{2\sqrt{3}}.$$

При $\Delta x_d = \text{const}$. относительная погрешность квантования $\gamma = \Delta x_d / X$ существенно зависит от текущего значения сигнала X . Поэтому при передаче и обработке сигналов, изменяющихся в значительном диапазоне, принимают неравномерное (адаптивное) квантование, когда шаг Δx_k принимают малым для сигналов малого уровня и увеличивают с ростом величины преобразуемого сигнала. Выбор значения $b \cdot \Delta x_k$ в процессе изготовления АЦП ведёт к изменению закона отождествления и значения полной погрешности преобразования Δx .

Проанализируем это при изменении b от 0 до 1 (рис.45):

а) при $b=0$, $M[\Delta x] = +\Delta x_k/2$, что соответствует отождествлению с ближайшим большим по значению уровнем (верхним).

б) при $b=1$, $M[\Delta x] = -\Delta x_k/2$, что соответствует отождествлению с ближайшим меньшим по значению уровнем (нижним).

в) при $b=0.5$, $M[\Delta x] = 0$, что соответствует отождествлению с ближайшим по значению уровнем квантования.

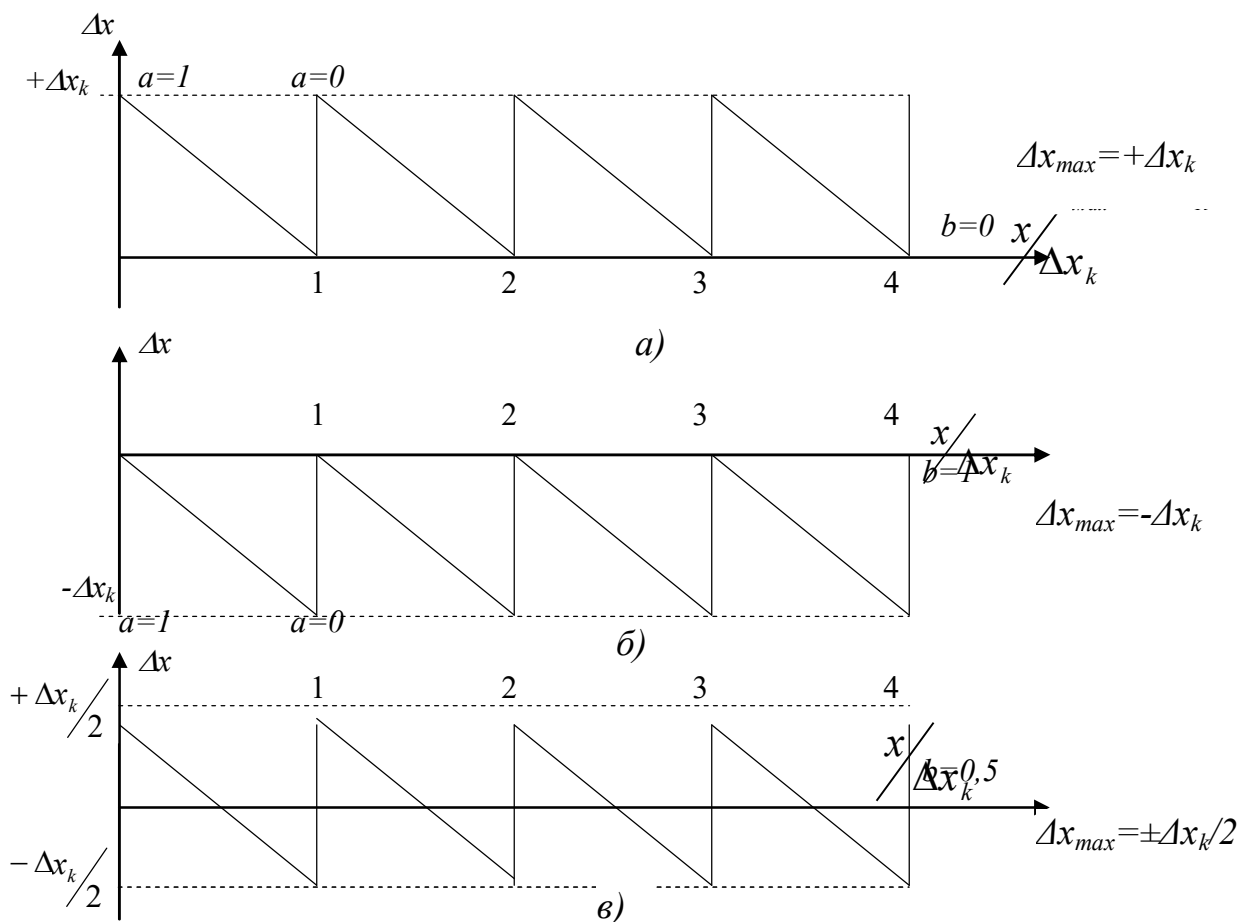


Рис. 45. Зависимость максимальной погрешности дискретизации от способа отождествления.

- а) отождествление с ближайшим верхним или равным уровнем квантования;
- б) отождествление с ближайшим нижним или равным уровнем квантования;
- в) отождествление с ближайшим (верхним или нижним) уровнем.

Можно подробно исследовать меньшие по значению, чем Δx_{δ} составляющие полной погрешности ΔX , являющиеся также случайными.

Три из них составляют полную инструментальную погрешность $\Delta X_H = \Delta x_q + \Delta x_p + \Delta x_n$, а погрешность дискретизации Δx_{δ} - методическая. Зная статистические характеристики распределения составляющих полной погрешности (математическое ожидание $M(\Delta x_q)$, $M(\Delta x_p)$, $M(\Delta x_n)$ и среднеквадратическое отклонение $\sigma(\Delta x_q)$, $\sigma(\Delta x_p)$, $\sigma(\Delta x_n)$ от математического ожидания), предполагая, что все составляющие инструментальной погрешности взаимно независимы, можно определить $M(\Delta x_u)$, $\sigma(\Delta x_u)$:

$$M(\Delta x_u) = M(\Delta x_q) + M(\Delta x_p) + M(\Delta x_n);$$

$$\sigma(\Delta x_u) = \sqrt{[\sigma(\Delta x_q)]^2 + [\sigma(\Delta x_p)]^2 + [\sigma(\Delta x_n)]^2}.$$

Предельное значение суммарной инструментальной погрешности

$\Delta x_{umax} = |M(\Delta x_u) \pm a \cdot \sigma(\Delta x_u)|$, где a - коэффициент, заданный доверительной вероятностью того, что погрешность не выйдет за пределы Δx_{umax} , и законом распределения суммарной погрешности.

При нормальном законе распределения и $p=0.9973$, $a=3$.

В идеальном ЦИП $\Delta x_u = 0$, а погрешность дискретности $\Delta x_{dmax} = \pm \Delta x_k / 2$.

Для приближения реальных устройств к идеальным надо стремиться к максимальному снижению инструментальных погрешностей. Шаг квантования выбирают из условия $\Delta x_k \gg \Delta x_u$.

$\Delta x_{dmax} = \pm \Delta x_k / 2$ обеспечивается правильным выбором метода отождествления.

Динамическая погрешность ЦИП.

Динамические погрешности 2-го рода возникают в ИП дискретного типа и зависят от скорости преобразования $x(t)$ и времени дискретизации Δt .

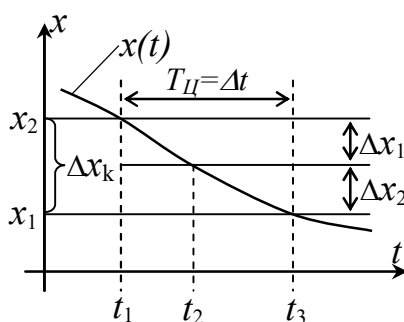


Рис.46. К определению динамической погрешности 2-го рода.

Цикл преобразования: $T_{ц} = \Delta t = t_{пр}$

Нас интересует значение $x(t)$ в момент времени t_2 , но мы можем его получить или при t_1 или при t_3 . Таким образом, оно отличается от реального на Δx_1 или Δx_2 (отождествление с ближайшим уровнем квантования). Максимальная приведенная динамическая погрешность

$$\gamma_{пр} = \pm \frac{\Delta x}{\Delta x_{max}} = \pm \frac{x' \cdot T_{ц}}{x_{max}},$$

где $\Delta x = \Delta x_1 + \Delta x_2$ - максимальное изменение $x(t)$ за время цикла $T_{ц}$; x_{max} - максимальное значение преобразуемой величины; $x' = \frac{\partial x}{\partial t}$ - средняя скорость изменения преобразуемой величины $x(t)$ за $T_{ц}$.

Для синусоидального сигнала - $\gamma_{\text{ПР}} = 2\pi \cdot f \cdot T_{\text{Ц}}$.

Динамическая погрешность второго рода, как и первого, ограничивает допустимую скорость (частоту) изменения входной величины $x(t)$ при заданном цикле $T_{\text{Ц}}$, и, наоборот, регламентирует $T_{\text{Ц}}$ при фиксированной (заданной) частоте входного сигнала ($T_{\text{Ц}}$ – это шаг квантования Δt , определяемый частотой дискретизации).

Для обеспечения точности необходимо, чтобы скорость преобразования была значительно выше скорости изменения сигнала $x'_{\text{max}}(t)$. Время преобразования (квантования) t_{np} должно быть выбрано так, чтобы сигнал за это время не изменялся больше, чем на $\frac{1}{2}$ шага квантования по уровню ($\frac{\Delta x_K}{2}$), отсюда время квантования $t_{\text{KB}} = t_{\text{np}} \leq \frac{0.5\Delta x_K}{x'_{\text{max}}(t)}$

Диапазон преобразования $D = x_{\text{max}} - x_{\text{min}}$, поэтому шаг квантования

$$\Delta x_K = \frac{x_{\text{max}} - x_{\text{min}}}{2^n - 1},$$

$$\text{Отсюда } t_{\text{ПР}} \leq \frac{0.5(x_{\text{max}} - x_{\text{min}})}{(2^n - 1) \cdot x'_{\text{max}}(t)}$$

Максимальное значение производной случайной стационарной функции $y(t)$ может быть оценено неравенством С.Н.Бернштейна, которое справедливо для функций, ограниченных по модулю и имеющих ограниченный спектр частот:

$$x_{\text{max}}^k(t) \leq \omega_{\text{max}}^k |x_{\text{max}}(t)|,$$

где $x_{\text{max}}^k(t)$ - максимальное значение “ k ”-й производной функции $x(t)$; $x_{\text{max}}(t)$ - максимальное значение функции; $\omega_{\text{max}} = 2\pi \cdot f_{\text{max}}$ - максимальная частота спектра входной функции $x(t)$.

$$\text{При этом } t_{\text{np}} = \frac{0.5(x_{\text{max}} - x_{\text{min}})}{(2^n - 1) \cdot \omega_{\text{max}} \cdot |x_{\text{max}}(t)|}.$$

Динамическую погрешность 2-го рода называют апертурной погрешностью. Для уменьшения этой погрешности в АЦП обычно используются устройства выборки и хранения (УВХ), включаемые между входом АЦП и выходом источника

Автоматизация производственных процессов

аналогового сигнала. Их работа основана на принципе фиксации мгновенного значения, изменяющегося во времени входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ на время преобразования $t_{\text{пр}}$ АЦП. УВХ имеет два устойчивых режима работы: хранения и выборки. В режиме выборки (слежения) выходной сигнал УВХ с максимальной возможной скоростью достигает значения преобразуемого сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ и, затем, отслеживает его до прихода команды на хранение. С этого момента УВХ будет хранить (запоминать) на своем выходе мгновенное значение входного преобразуемого сигнала. Так как УВХ запоминает входной сигнал АЦП в момент времени, точно определенный командой хранения, апертурная погрешность существенно уменьшается и определяется, в основном, апертурным временем УВХ – максимальным временем от момента подачи команды на хранения до момента начала отсчета. Апертурное время обусловлено временем переключения ключа, входящего в состав УВХ, при переходе схемы от выборки к хранению. В УВХ входят:

операционные усилители (ОУ), выполняющие роль буферов между входом АЦП и запоминающим элементом;

ключи, обеспечивающие переход схемы из режима хранения в режим выборки и наоборот;

схемы управления ключами;

аналоговые запоминающие элементы – конденсаторы.

В качестве примера можно указать ИМС УВХ, выпускаемые серийно: КР1100СК2.

5.2. Измерение количества информации, доставляемой сигналом.

После дискретизации аналогового сигнала, то есть представления его дискретной моделью (рис.42) существенными (информативными) будут лишь те его значения, которые соответствуют ближайшим узлам решётки, полученной при дискретизации его по времени и квантования по уровню. Если сигнал имеет конечную длительность T , то число его дискретных отчетов во времени (n) можно приблизительно оценить с помощью теоремы Котельникова:

$$n = \frac{T}{\Delta t} = 2 f_{\text{MAX}} \cdot T .$$

Полагая, что количество информации, переносимой сигналом, будет тем больше, чем больше число возможных сообщений (комбинаций сигнала), оценим информацию количественно.

Так как в каждый момент времени t_i сигнал может принимать одно из m значений (m – число уровней), то с помощью двух соседних отсчетов сигнала можно передать m^2 сообщений, за три отсчета m^3 . В общем случае число различных комбинаций сигнала за время $T = n \cdot \Delta t$ составляет $N = m^n$.

Автоматизация производственных процессов

Полученное число N дает комбинаторную оценку информации, содержащейся в произвольном сообщении (слове) из n элементов (букв), каждая из которых может принимать m возможных значений, составляющих алфавит. Так с помощью двухразрядного десятичного числа можно написать 100 различных чисел от 0 до 99. Вместе с тем использование N в качестве меры информации неудобно, так как в этом случае не выполняется условие пропорциональности между длиной слова (длительностью сигнала) и количеством переносимой сигналом информации.

Р.Хартли предложил в качестве меры количества информации I использовать логарифм числа возможных сообщений:

$$I = \log_a N = n \cdot \log_a m.$$

В этом случае количество информации в сигнале пропорционально его длительности (числу отсчетов n). Выбор оснований логарифма a влияет лишь на размерность, то есть единицу измерения количества информации. В вычислительной технике принимают $a=2$, при этом значения I измеряют в битах. Бит – это количество информации, которое соответствует одному из двух равновероятных сообщений (да-нет, включить-выключить, исправно-неисправно). При этом один бит означает один двоичный разряд – символ, принимающий значение 1 или 0. В качестве единицы представления данных в ЭВМ используют байт – слово из восьми двоичных разрядов (битов). Байтом можно передать одно из $2^8=256$ сообщений.

Формула Хартли не учитывает того, что различные значения дискретного сигнала могут принимать им с различной вероятностью. Пусть p_i ($i=1, 2, \dots, m$) – априорные вероятности появления i -того уровня сигнала X_i . Пусть n_1 отсчетов принимают значения X_1 , n_2 отсчетов X_2 и т.д. Вероятность подобного события:

$$p = p_1^{n_1} \cdot p_2^{n_2} \cdot \dots \cdot p_m^{n_m}.$$

С определенными допущениями при достаточно большом числе n можно считать возникающие сочетания равновероятными, т.е. $p = \frac{1}{N}$, откуда число вероятных сочетаний:

$$N = \frac{1}{p} = \prod_{i=1}^m p_i^{-p_i \cdot n}.$$

Логарифмируя, находим количество информации в сигнале для этого случая:

$$I = \log_2 N = -n \sum p(x)_i \cdot \log_2 p(x)_i.$$

Автоматизация производственных процессов

Эта формула впервые впервые предложена К.Шенноном, она дает статистическую оценку количества информации, содержащийся в n дискретных отсчетах случайного сигнала.

Количество информации, приходящейся на один отсчет сигнала, называют удельной информативностью или энтропией сигнала:

$$H(x) = I/n = -\sum_{i=1}^m p(x)_i \cdot \log_2 p(x)_i$$

Энтропия, как уже было сказано выше – мера неопределенности, неупорядоченности исследуемого процесса. Количество информации, переносимое одним элементом в среднем равно энтропии источника. Логический смысл этого заключения состоит в том, что получение информации связано со снятием неопределенности в знаниях об источнике её таким образом, что:

$$I = H - H_{\text{апост}}, \text{ где}$$

H – энтропия до эксперимента (сообщения), т.е. неопределенность получения элемента;

$H_{\text{апост}}$ – энтропия после эксперимента (получения элемента сообщения).

При отсутствие помех передаче $H_{\text{апост}}=0$ и

$$I = H(x).$$

Свойства количества информации:

Количество информации в сообщении равно нулю, если сообщение знакомо заранее. Если сигнал принимает какое либо значение X_k с вероятностью равной единице ($p_k=1$), то для $i \neq k$ имеем $p_i=0$, при этом, учитывая изложенное выше, $I=0$. Для того, чтобы сигнал содержал информацию, он должен быть случайным.

Количество информации в сигнале максимально, если все его значения равновероятны, то есть $p_i = \frac{1}{m} (i=1,2..m)$. Если вероятности всех значений сигнала одинаковы, то предсказать его поведение невозможно. Неопределенность ситуации важна, поэтому каждое следующее сообщение (отсчет), снимая часть неопределенности, несет большую информацию. Если же какое-то из значений сигнала существенно преобладает, можно с большей вероятностью предсказать дальнейшее поведение сигнала. Если все значения сигнала равновероятно, мы возвращаемся к исходной формуле Хартли:

$$I = -n \sum_{i=1}^m \left(\frac{1}{m} \log_2 \frac{1}{m} \right) = n \log_2 m.$$

Это означает, что формула Хартли даёт верхнюю оценку количества информации, содержащейся в сигнале с неравномерным распределением значений.

Автоматизация производственных процессов

Количество информации, получаемой при измерении (передаче) непрерывного сигнала $X(t)$ находят по формуле:

$$I = -n \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \log_2 f(x) dx - n \lim \log_2 \Delta x,$$

где $f(x)$ плотность вероятности случайного (стационарного) процесса $X(t)$; n – число измерений (сообщений отсчетов); Δx – погрешность измерения. Первое слагаемое учитывает закон распределения случайного процесса $X(t)$, второе характеризует возрастание неопределенности сообщения при уменьшении Δx . Устремляя Δx и Δt к нулю (то есть увеличивая m и n), получаем $I \rightarrow \infty$. Это означает, что невозможно абсолютно точно измерить любой физический процесс, так как для этого требуется бесконечно большая информация.

Если в процессе передачи информации на сигнал $X(t)$ накладывается помеха $\xi(t)$ так, что на вход приемника поступает искаженный сигнал $Y(t)=X(t)+\xi(t)$, то в этом случае помеху считают аддитивной, а количество информации определяется выражением:

$$I(x, y) = -n \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \log_2 f(x) dx + n \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) \log_2 \frac{f(x, y)}{f(y)} dx, dy,$$

где $f(x)$ и $f(y)$ – плотности вероятностей для рассматриваемых случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$; $f(x, y)$ – плотность совместного распределения X и Y ; n – число отсчетов.

Предполагается, что полезный сигнал в интервале наблюдения $[0, T]$ можно рассматривать, как стационарный случайный процесс. Если передача информации по каналу осуществляется сигналами с ограниченной средней мощностью, а помеха $\xi(t)$ представляет белый Гауссов шум, то максимальное количество информации, которое можно передать по каналу, соответствует нормальному закону распределения $X(t)$:

$$I(x, y) = f_{\max} \cdot T \cdot \log_2 (1 + P_c / P_{\text{пом}}),$$

где f_{\max} – максимальная частота в спектре функции $X(t)$; T – длительность сигнала; P_c и $P_{\text{пом}}$ – соответственно средняя мощность сигнала $X(t)$ и помехи $\xi(t)$. В частном случае, когда $P_c \ll P_{\text{пом}}$ (полезный сигнал подавлен помехой) $I(x, y) \approx 0$. Когда уровень сигнала превышает интенсивность помех ($P_c > P_{\text{пом}}$), количество информации в сигнале $I(x, y) = f_{\max} \cdot T \cdot B$, где $B = \log_2 (P_c / P_{\text{пом}})$ – превышение сигнала над помехой. Следовательно, увеличение количества информации, переносимой сигналом, возможно за счет расширения занимаемой им полосы частот, увеличения длительности сигнала и увеличения соотношения сигнал/помеха (подавление помех).

Информационная оценка погрешности.

Автоматизация производственных процессов

Если помеха в вероятностном смысле не зависит от закона распределения и мощности сигнала дезинформационное действие помехи определяется её энтропией.

Количество информации I определяется как разность энтропий $H(x) - H(x/x_n)$, где $H(x)$ – энтропия измеряемой величины X до измерения (преобразования), $H(x/x_n)$ – энтропия неопределенности действительного значения X в интервале неопределенности вокруг полученного после измерений показания X_n , то есть энтропия погрешности.

Например, при равномерном распределении измеряемой величины в пределах X_1-X_2 и равномерном распределении погрешности в интервале неопределенности $d_{\Delta}=2\Delta$ (интервала, в котором с заданной вероятностью распределяются значения измеряемой величины), энтропия $H(x)=\log(x_2-x_1)$, а энтропия $H(x/x_n)=\log d_{\Delta}=\log 2\Delta$. Количество информации:

$$I=\log(x_2-x_1)-\log d_{\Delta}=\log(x_2-x_1/d_{\Delta})=\ln N.$$

Это соотношение справедливо при любом законе распределения вероятности погрешности. N – число градаций измеряемой величины; d_{Δ} – эквивалентный по энтропии интервал погрешности. Значение d_{Δ} можно математически определить для любого закона распределения из выражения $H(x/x_n)=\log d_{\Delta}$. Удобно оперировать с половиной d_{Δ} , именуемой энтропийным значением погрешности Δ $H(x/x_n)=\log d_{\Delta}=\log 2\Delta$;

$$d_{\Delta}=2\Delta=e^{H(x/x_n)}; \Delta=1/2e^{H(x/x_n)}.$$

Отношение Δ случайной величины к её среднему квадратическому значению σ называют энтропийным коэффициентом $K=\Delta/\sigma$, измеряющимся в зависимости от закона распределения погрешности.

Закон распределения	Равномерный	Симметричный экспоненциальный	Треугольный	Нормальный
Значение “к”	1,73	1,92	$\sqrt{\frac{3e}{2}} = 2,02$	$\sqrt{\frac{\pi e}{2}} = 2,07$

Использование энтропийного значения погрешности Δ и энтропийного коэффициента K позволяет получить простую и строгую связь между мощностью помехи σ^2 и вносимой ею дезинформацией или количеством информации:

$$\Delta=k\sigma; H(x/x_n)=\log d_{\Delta}=\log 2 k\sigma$$

$$N=(x_2-x_1)/2k\sigma \rightarrow I=\log N.$$

5.3. Модуляция измерительных сигналов.

Модуляция - это функциональное изменение параметров сигнала для передачи информации.

Как было показано выше, сигнал из зоны обработки в большинстве случаев аналоговый, изменяющий своё мгновенное значение в соответствии с изменением параметра техпроцесса или оборудования.

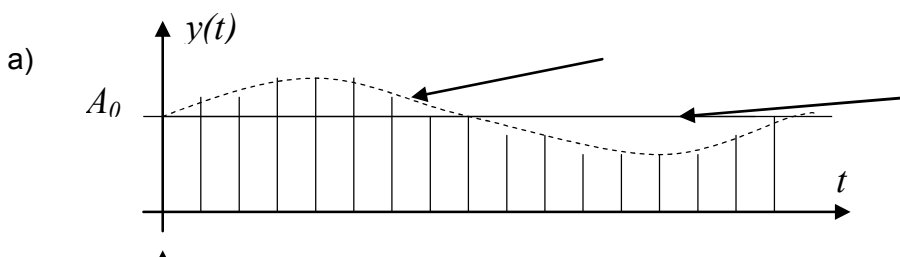
При модуляции мгновенное значение первичного измерительного сигнала (сигнала первичного ИП), обладающего информацией о ходе технологического процесса, управляет изменением одного или нескольких параметров вспомогательного сигнала, называемого несущим. В качестве несущего в измерительной технике используют:

- постоянный сигнал $y(t) = Kx(t)$, где K -коэффициент линейной или нелинейной связи;
- гармонический сигнал $y(t) = x_m \cdot \cos(\omega t + \varphi)$;
- периодическую последовательность прямоугольных импульсов.

Для восстановления значения модулирующего (информационного) сигнала используют операцию обратную операции модуляции – демодуляцию или детектирование сигнала. При передаче информации модулированными колебаниями с помощью модуляционных ИП используют специальные каналы связи. Высокочастотный модулированный сигнал содержит полную информацию о модулирующем сигнале. Она заключается как в его временном, так и в частотном представлении. Для сохранения в спектре модулированного сигнала спектрального состава модулирующего сигнала необходимо, чтобы при модуляции происходил перенос его спектра в диапазон высоких частот (для всех видов модуляции).

Прямая модуляция.

Постоянный сигнал A_0 модулируется низкочастотным сигналом, содержащим информацию, например гармоническим сигналом $x(t)$ частоты Ω (рис.47).



б)

Рис. 47. Функция сигнала при его прямой модуляции (а) и спектр этого сигнала (б).

Модулирующий сигнал $x(t) = x_m \cdot \cos \Omega t$. Информативный параметр – амплитуда $y(t)$ или мгновенное значение y_0 . Модулированный сигнал содержит модулирующий $x(t)$ с постоянной составляющей A_0 (рис. 47, а). В сигнале $y(t) = A_0 + x_m \cdot \cos \Omega t$ две дискретные частоты $\omega = 0$ и $\omega = \Omega$, ширина спектра $\Delta\omega = \Omega$ (рис. 47, б).

Модуляция несущего сигнала в виде гармонических колебаний.

В этом случае модулированные сигналы представляют собой высокочастотные колебания (несущий сигнал), амплитуда, фаза или частота которых изменяется по закону модулирующего сигнала (рис.48).

Высокочастотный модулированный сигнал содержит полную информацию о модулирующем сигнале. Она заключается как в его временном, так и в частотном (спектральном) представлении.

Амплитудная модуляция (АМ).

Автоматизация производственных процессов

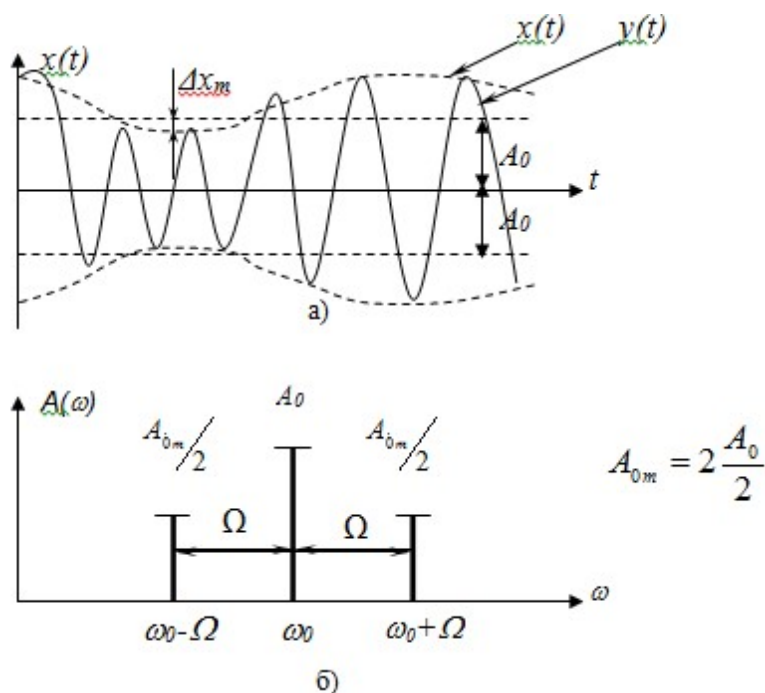


Рис. 48. Амплитудно-модулированный сигнал (а) и спектр этого сигнала (б).

$y(t) = A_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ - модулируемый сигнал (несущий). В дальнейшем пренебрежём φ_0 .

$x(t) = \Delta x_m \cdot \cos \Omega t$ - модулирующий сигнал.

$$y(t) = (A_0 + \Delta x_m \cdot \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = A_0 (1 + \Delta x_m / A_0 \cdot \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

$\Delta x_m / A_0 = m_{AM} \leq 1$ - глубина модуляции, коэффициент АМ.

$$y(t) = A_0 (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

Разложив произведение косинусов, получим:

$$y(t) = A_0 \left(\cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m \cdot \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{1}{2} m \cdot \cos(\omega_0 - \Omega)t \right)$$

Первое слагаемое - исходный несущий сигнал, два вторых - новые гармонические колебания с частотами $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$. Назовём эти частоты верхней и нижней боковыми частотами модуляции.

Частотный амплитудный спектр АМ сигнала имеет три дискретных частоты:

$\omega_0, \omega_0 + \Omega, \omega_0 - \Omega$. Ширина спектра $\Delta \omega = 2\Omega$.

Частотная и фазовая модуляция (ЧМ и ФМ).

При изменении частоты сигнала всегда меняется фаза колебаний, а при изменении фазы меняется частота. ЧМ и ФМ имеют общий характер. Эти два вида модуляции объединяют понятием **угловая модуляция**.

Простое гармоническое колебание можно записать как

$$y(t) = y_m \cdot \cos \psi(t),$$

где $\psi(t) = \omega t + \varphi$ - полная фаза колебаний (угол). Поэтому изменение фазы или частоты по модулирующему закону эквивалентно изменению полной фазы (угла) колебаний.

Частотная модуляция ЧМ.

Мгновенная частота несущего колебания меняется по закону:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_m \cdot \cos \Omega t,$$

где $\Delta\omega_m$ - девиация частоты, то есть максимальное отклонение частоты модулирующего колебания от ω_0 . Тогда полная фаза ЧМ:

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega_m \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t,$$

где $\frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$ - индекс угловой модуляции.

Используя последнее выражение, получим модулированный сигнал:

$$y(t) = Y_m \cdot \cos(\omega_0 t + (\Delta\omega_m / \Omega) \cdot \sin \Omega t)$$

$$y_m = A_0; m = \Delta\omega_m / \Omega_0 - \text{индекс угловой модуляции.}$$

Анализируя функцию модулированного колебания, можно определить ЧМ колебания, как колебания, модулированные по фазе

$$\varphi(t) = (\Delta\omega_m / \Omega) \cdot \sin \Omega t = \varphi_m \sin \Omega t.$$

Отличие записи ЧМ от исходной в том, что частота меняется по закону косинуса, а фаза - по закону синуса. Практически последняя запись определяет колебание как фазомодулированное.

Автоматизация производственных процессов

Таким образом, гармонические ΦM колебания с индексом угловой модуляции φ_m эквивалентны частотно-модулированным колебаниям $ЧМ$ с девиацией частоты $\Delta\omega_m = \varphi_m \Omega$.

Так как модулирующий сигнал входит в аргумент косинуса, который является нелинейной функцией, простой перенос спектра $\varphi(t)$ на несущую частоту при угловой модуляции невозможен. Поэтому спектр модулированного угловой модуляцией сигнала отличается от спектра модулирующего сигнала наличием кратных и комбинационных частот, которые всегда возникают при нелинейных преобразованиях.

При гармонической угловой модуляции $y_m = A_0$,

$y(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t)$, что после преобразования даёт:

$$y(t) = A_0 \cos(m \cdot \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - A_0 \sin(m \cdot \sin \Omega t) \sin \omega_0 t.$$

Здесь две составляющие, каждая из которых - AM сигнал.

При $m < 1$, $\cos(m \cdot \sin \Omega t) \approx 1$ и $\sin(m \cdot \sin \Omega t) = m \cdot \sin \Omega t$, откуда

$$y(t) = A_0 \cos \omega_0 t + \frac{A_0 m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{A_0 m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t.$$

Если индекс угловой модуляции m мал, то спектр $y(t)$ близок к спектру AM сигнала. При $m > 1$ спектр колебаний сигнала с угловой модуляцией состоит из бесконечного спектра боковых частот, расположенных симметрично относительно ω_0 (рис. 49)

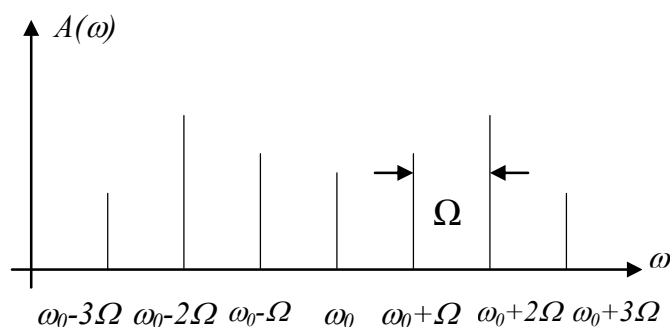


Рис.49. Линейчатый дискретный спектр ЧМ сигнала при $m=3$.

Показано, что максимальный номер составляющей спектра можно ограничить величиной m - индекса угловой модуляции, то есть $n=m$. Верхняя частота спектра $\omega_g = n\Omega = m\Omega$. Ширина спектра $\Delta\omega = 2\omega_g = 2m\Omega$, $\Delta\omega = 2\Delta\omega_m$.

При увеличении индекса модуляции частотный спектр ЧМ и ФМ колебаний существенно разрастается, что является недостатком этих видов модуляции. Однако существенным преимуществом ЧМ и ФМ перед АМ является значительная

Автоматизация производственных процессов

помехоустойчивость модулированных колебаний, которая характеризуется отношением средней мощности полезного сигнала к средней мощности помехи.

Для АМ и аддитивной помехи, имеющей равномерный энергетический спектр W_n в полосе частот 2Ω (от $\omega_0 - \Omega$ до $\omega_0 + \Omega$), то есть в пределах ширины полосы пропускания спектра полезного сигнала при модулирующей функции в виде гармонического сигнала помехоустойчивость оценивается следующим образом:

$$\rho_{AM} = \frac{\pi \Delta x_m^2}{4\Omega W_{\Pi}}, \text{ где } W_{\Pi} \text{ - энергия помехи.}$$

$$\rho_{AM \max} = \frac{\pi A_0^2}{4\Omega W_{\Pi}}.$$

Максимум ρ_{AM} достигается при 100% коэффициенте модуляции, при которой $\Delta x_m = A_0$.

Помехоустойчивость при ЧМ для тех же условий:

$$\rho_{ЧМ} = \frac{3\pi A_0^2}{4\Omega^3} \cdot \frac{\Delta \omega_m^2}{W_{\Pi}} = 3m^2 \rho_{AM}.$$

Выигрыш в помехоустойчивости для ЧМ достигается благодаря расширению спектра сигнала, который в этом случае занимает значительно большую полосу (ориентировочно в $m_{\text{Ч}}$ раз).

Импульсная модуляция.

Используются несущие сигналы в виде периодической последовательности импульсов, которые могут быть представлены рядом Фурье:

$$A(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \cdot e^{jk\omega_0 t} \quad (\text{несущие колебания}).$$

Информационные параметры несущего сигнала - амплитуда импульсов, частота ω_0 и длительность импульсов T_0 входят в значения коэффициентов гармоник A_k . Характер изменения этих параметров определяется видом импульсной модуляции. На рисунке 50 представлены наиболее распространенные виды импульсной модуляции. Несущим

Автоматизация производственных процессов

сигналом является последовательность прямоугольных импульсов, модулирующий сигнал $X(t)$ линейно нарастает (рис.50 а).

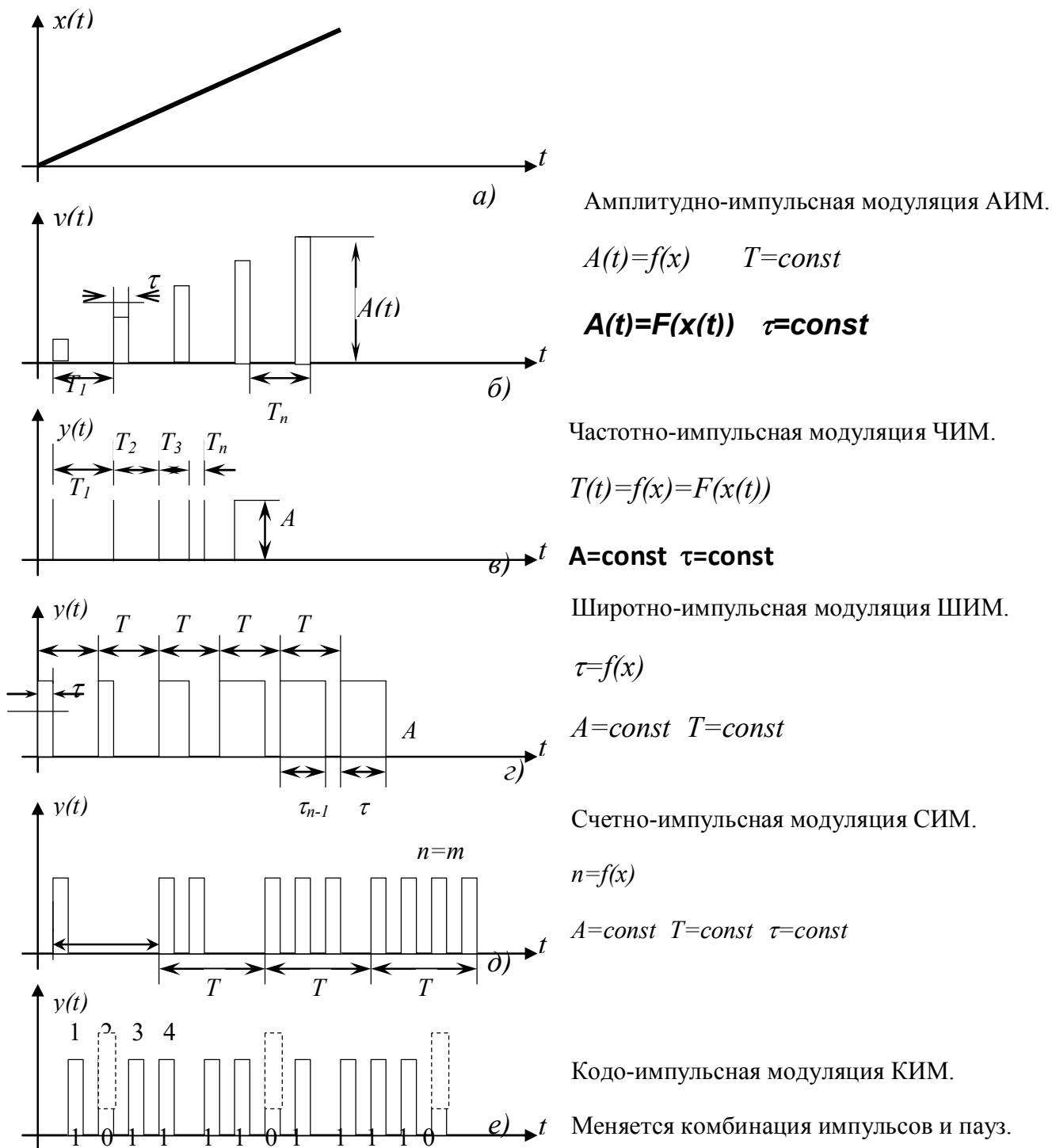


Рис. 50. Виды импульсной модуляции.

Для АИМ модулированный сигнал имеет вид:

$$y(t) = \frac{1}{2} (A_0 + x(t)) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} A'_k e^{jk\omega_0 t},$$

где $A'_k = A_k/A_0$, A_k - амплитуда K -той гармоники.

Если модулирующая функция гармоническая

$$x(t) = \Delta x_m \cos \Omega t = \frac{1}{2} \Delta x_m (e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}), \text{ то}$$

$$y(t) = \frac{1}{2} A_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} A'_k e^{jk\omega_0 t} + \frac{1}{4} \Delta x_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} A'_k e^{j(k\omega_0 + \Omega)t} + \frac{1}{4} \Delta x_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} A'_k e^{j(k\omega_0 - \Omega)t}.$$

Таким образом, кроме основных составляющих, содержащихся в спектре несущего сигнала (первое слагаемое), появляются дополнительные составляющие, расположенные на частотах $k\omega_0 + \Omega$, то есть по обе стороны от основной и кратных на расстоянии Ω . Полоса пропускания определяется длительностью импульса $T_0 = t_u$.

Если усложняется модулирующая функция или для всех других видов импульсной модуляции, вокруг каждой линии спектра несущего сигнала располагается полоса дополнительных гармоник, амплитуда которых убывает.

Вывод: характер спектра при модуляции несущих импульсных сигналов изменяется и зависит от вида модуляции, однако, его ширина практически не изменяется и остаётся как для одиночного импульса (спектр одиночного импульса непрерывный). Она определяется длительностью импульса $T_0 = t_u$. Помехоустойчивость растёт при смене видов модуляции в направлении: АИМ → ШИМ → ФИМ → КИМ. Если при КИМ использованы корректирующие коды, то помехоустойчивость максимальна.

При КИМ мгновенные значения модулирующего сигнала представлены в виде последовательных кодовых сигналов, передающихся по каналу связи. Каждое мгновенное значение сигнала передаётся несколькими импульсами, следующими через интервалы времени конечной длительности, что увеличивает время преобразования и уменьшает быстроедействие, но повышает помехоустойчивость.

Современная элементная база позволяет формировать несущие импульсные сигналы с высокой стабильностью как амплитудных, так и временных характеристик, эффективно решать задачи управления амплитудой, частотой и длительностью импульсов, то есть проводить импульсную модуляцию.

5.4. Кодирование измерительной информации.

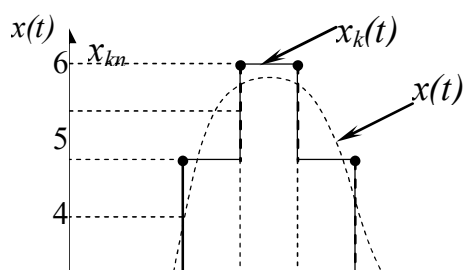
Автоматизация производственных процессов

Кодирование измерительной информации - это представление сообщения в форме, удобной для его передачи, приёма, хранения и преобразования. Обратная операция восстановления сообщения по принятому сигналу в коде называется декодированием.

При этом под кодом понимают набор правил, по которому составляются отдельные комбинации элементов. Элементами кода являются символы и позиции. Число используемых в коде символов составляет основание кода " m ", а совокупность всех позиций - разрядность " n ".

В процессе дискретизации аналогового сигнала мы провели дискретизацию его по времени с шагом Δt и квантование по уровню с шагом Δx_k . Получили большое i число уровней, значения которых может принимать сигнал в момент времени t_i . Сообщение передаётся импульсами. Передача множества различных по уровню импульсов практически не применяется (сложность реализации). Если провести нумерацию уровней, то их передача сведётся к передаче чисел. Выразив эти числа в какой-либо системе счисления мы значительно ограничим разнообразие передаваемых сигналов. Как правило, числа, соответствующие номерам уровней, выражают в двоичном коде. Каждое дискретное значение сигнала при этом можно представить последовательностью сигналов (импульсов) двух уровней. Наличие или отсутствие импульса на определённом месте (по временной оси) интерпретируется единицей или нулём в соответствующем разряде двоичного числа.

Представим наглядно процесс дискретизации и кодирования в двоичной системе непрерывного сигнала (рис. 51).



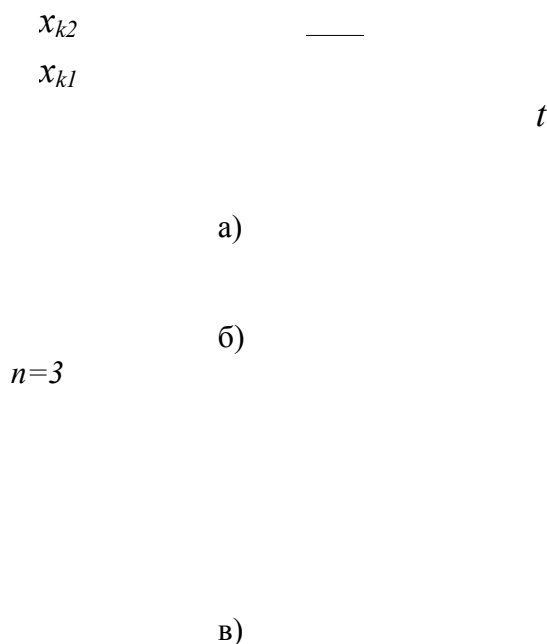


Рис.51. Дискретизация непрерывной функции $x(t)$ (а), кодирование трёхразрядным ПДК (б) и реализация кода импульсной последовательности (в).

Основные используемые при передаче, обработке и хранении информации коды.

Общепризнанным в настоящее время является позиционный принцип образования системы счисления. Значение каждого символа (цифры) зависит от его положения (позиции) в ряде символов, представляющих число. Единица каждого следующего разряда больше предыдущего в m раз, где m - основание системы счисления. Полное число при использовании позиционного принципа его записи получаем, суммируя значения по разрядам

$$N = \sum_{i=1}^n a_i m^{i-1} = a_n m^{n-1} + a_{n-1} m^{n-2} + \dots + a_2 m^1 + a_1 m^0.$$

В десятичной системе счисления $375_{10} = 3 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0$, $m=10$ - основание системы счисления (кода), $i=1 \div 3$ - номер разряда данного числа, $n=3$ - количество разрядов, a_i - множитель (разрядный коэффициент), принимающий любые численные значения от 0 до $m-1$ и показывающий, сколько единиц i -го разряда находится в числе.

$$13_2 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 \rightarrow 1101.$$

Чем больше основание системы счисления, тем меньшее число разрядов требуется для представления данного числа, меньше времени для его передачи. Например, число 33:

Автоматизация производственных процессов

$N_{10}=3 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$; $N_2=1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 100001$ - ПДК (позиционный двоичный код).

Однако, с ростом основания существенно повышаются требования к линии связи, и аппаратуре создания и распознавания элементарных сигналов, соответствующих символам. Логические элементы вычислительных устройств должны иметь при этом множество устойчивых состояний. Учитывая это, целесообразно выбрать систему, обеспечивающую минимум произведения числа различных символов " m " на количество разрядов " n " для выражения любого числа. Показано, что оптимум представляет троичная система; немного уступают ей двоичная и четверичная.

Исходя из удобства физической реализации логических элементов и простоты выполнения в них арифметических и логических действий, предпочтение отдаётся двоичной системе, где логические элементы должны иметь два устойчивых состояния, а задача различения сигналов сводится к задаче обнаружения импульса (есть-нет).

Итак, для передачи логических-арифметических преобразований оптимален двоичный код. Однако, он неудобен для ввода и вывода информации, так как человек затрудняется оперировать с числами в двоичном коде, и запись громоздка. Поэтому наряду с этим кодом получили распространение системы кодов, которые с одной стороны легко сводятся к двоичной, с другой - к десятичной и имеют компактную запись: это восьмеричная, шестнадцатеричная и двоично-десятичная системы. В последней каждую цифру десятичного числа записывают в виде четырёхразрядного двоичного числа (тетрады).

2	5	6	3	1	2	2	3
001	010	011	001	000	001	001	001
0	1	0	1	1	0	0	1

Среди кодов, отходящих от систем счисления, большое практическое значение имеют такие, у которых при переходе от одного числа к другому изменение символа происходит лишь в одном разряде. Здесь наибольшее распространение получил код Грея, называемый циклическим или рефлексно-двоичным.

A10	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Код Грея	0000	0001	0011	0010	0110	0111	0101	0100	1100	1101	1111

Этот код используется в цифровых преобразователях перемещений для уменьшения «неоднозначности считывания» кодовой информации, так как при переходе от одного положения (перемещения) к другому через шаг, определяемый разрешающей способностью датчика, в коде меняется значимость (0 или 1) только в одном разряде в отличие от ПДК.

Код этот вспомогательный и требуется дополнительный преобразователь код Грея – ПДК.

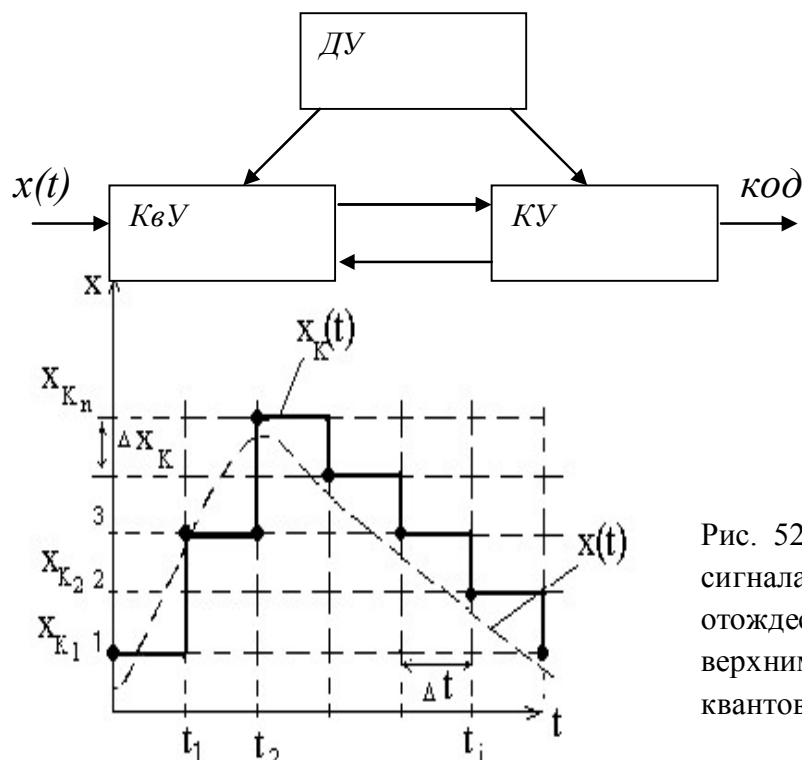


Рис. 52. Преобразование аналогового сигнала $x(t)$ в дискретный $x_k(t)$ при отождествлении с ближайшим верхним или равным уровнем квантования.

6. Цифровые измерительные устройства.

6.1. Структурная схема, характеристики, классификация аналого-цифровых преобразователей

Преобразовательный процесс (рис.52), включающий в общем случае дискретизацию

преобразуемой величины $x(t)$ по времени, квантование по уровню $x_k(t)$ и кодирование отождествленных уровней, предварительно пронумерованных (1, 2, 3...), в ПДК, называют аналогово-цифровым преобразованием сигнала.

Преобразователь аналогового сигнала в дискретный и далее в код называется аналого-цифровым преобразователем - АЦП. В общем случае в АЦП последовательно или одновременно проходит дискретизация, квантование и кодирование преобразуемой величины (рис. 53).

Рис. 53. Обобщенная функциональная схема аналого-цифрового преобразователя.

ДУ – дискретизирующее устройство, $K_{вУ}$ – квантующее устройство,

Дискретизирующее устройство ДУ «тактует» работу квантующего устройства КУ и кодирующего устройства КУ.

Основные технические характеристики АЦП

1. Погрешность преобразования (статические и динамические составляющие)

□□(0,01 ÷ 1,5)%;

2. Быстродействие. Временные параметры, определяющие быстродействие преобразователей: шаг (период) квантования Δt , время преобразования (квантования) $t_{пр}$ или $t_{кв}$, то есть задержка вход-выход АЦП, длительность цикла преобразования T .

Как было уже сказано ранее, Δt – шаг квантования, интервал времени между двумя последующими преобразованиями, при этом $1/\Delta t = f_{кв}$ – частота квантования (дискретизации).

Время преобразования $t_{пр}$ – интервал времени от момента установления аналогового сигнала на входе АЦП до момента изменения кода на его выходе.

Длительность цикла преобразования T – время от подачи аналогового сигнала на вход АЦП до подачи следующего сигнала, подвергаемого аналого-цифровому преобразованию ($T \geq t_{пр}$).

$$T = t_{кв} + t_{с} + t_{о},$$

где $t_{с}$ - время возврата АЦП в исходное положение (состояние),

$t_{о}$ - время ожидания следующего преобразуемого сигнала.

Быстродействие в общем случае

$$F = 1/T, \quad F = 10^2 \div 10^7 \text{ (преобразований в секунду)}.$$

3. Пределы изменения входного сигнала x_{\max} - x_{\min} определяются числом

разрядов кода и весом наименьшего разряда: $n = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{\Delta x_k} - 1;$

$$(n+1)\Delta x_k = x_{\max} - x_{\min}.$$

Динамический диапазон преобразования $D = \frac{x_{\max}}{x_{\min}}.$

4. Разрешающая способность - наименьшая различимая разность входных сигналов - цена (вес) младшего разряда (10мкв -10мВ).

5. Надежность - среднее время безотказной работы (не менее 10^5 час.).

К АЦП предъявляют жесткие требования в части быстродействия, точности преобразования и надежности при вводе информации от аналоговых датчиков.

Классификация АЦП

В основу классификации АЦП и всех ЦИП положены принципы преобразования цифровых значений непрерывных величин в коды.

Преобразования аналог-код сводятся к определению номера отождествляемого уровня квантования и образованию кода, соответствующего отождествляемому уровню.

По способу преобразования аналог-код выделяют три метода:

1. Метод последовательного счета (уравновешивания). При использовании этого метода (рис. 54) происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины X с известной величиной X_k , воспроизводимой мерой, и изменяющейся во времени скачками, каждый из которых равен кванту ΔX_k . Число ступеней, при котором наступает равенство $X_k = X$ (с некоторой погрешностью) равно номеру отождествляемого уровня квантования X_k и воспроизводится набором мер, выбранных по единой системе счисления.

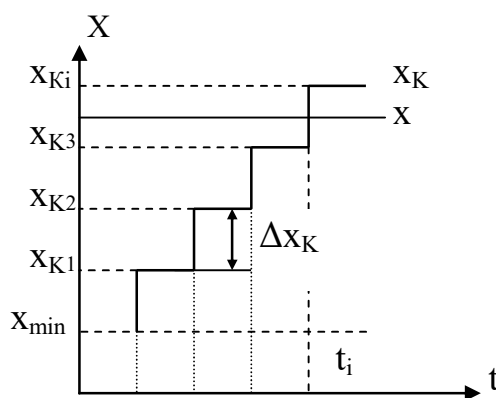


Рис.54. Реализация метода последовательного счёта.

2. Метод сравнения и вычитания (развертывающего уравновешивания, поразрядного кодирования, кодо-импульсный).

В этом методе (рис. 55) также происходит последовательное сравнение x с x_k , но последняя изменяется во времени по специальному алгоритму и воспроизводится

Автоматизация производственных процессов

набором мер, выбранных по этому правилу. Величина $x_k = x$ при значении x_{ki} , соответствующем номеру отождествляемого уровня квантования, т.е. определенному набору мер.

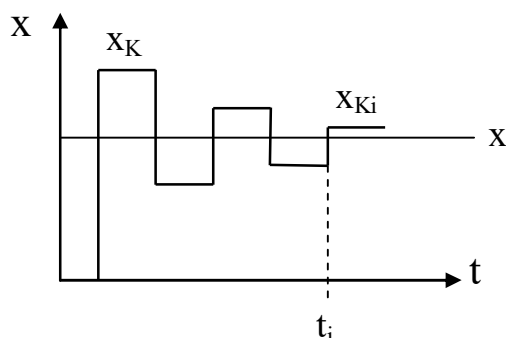


Рис. 55. Реализация метода развертывающего уравнивания.

3. Метод считывания (сопоставления), параллельного действия (рис. 56).

Происходит одновременное сравнение измеряемой величины X с известными, $X_{k1}, X_{k2} \dots X_{kn}$, воспроизводимыми наборами мер, выбранных по определенному правилу. Известная величина $X_{ki} = X$ дает номер отождествляемого уровня в момент сравнения t_i .

Рис. 56. Реализация метода считывания

С учетом различных аспектов оценки параметров и характеристик АЦП можно построить схему их классификации (рис.57).

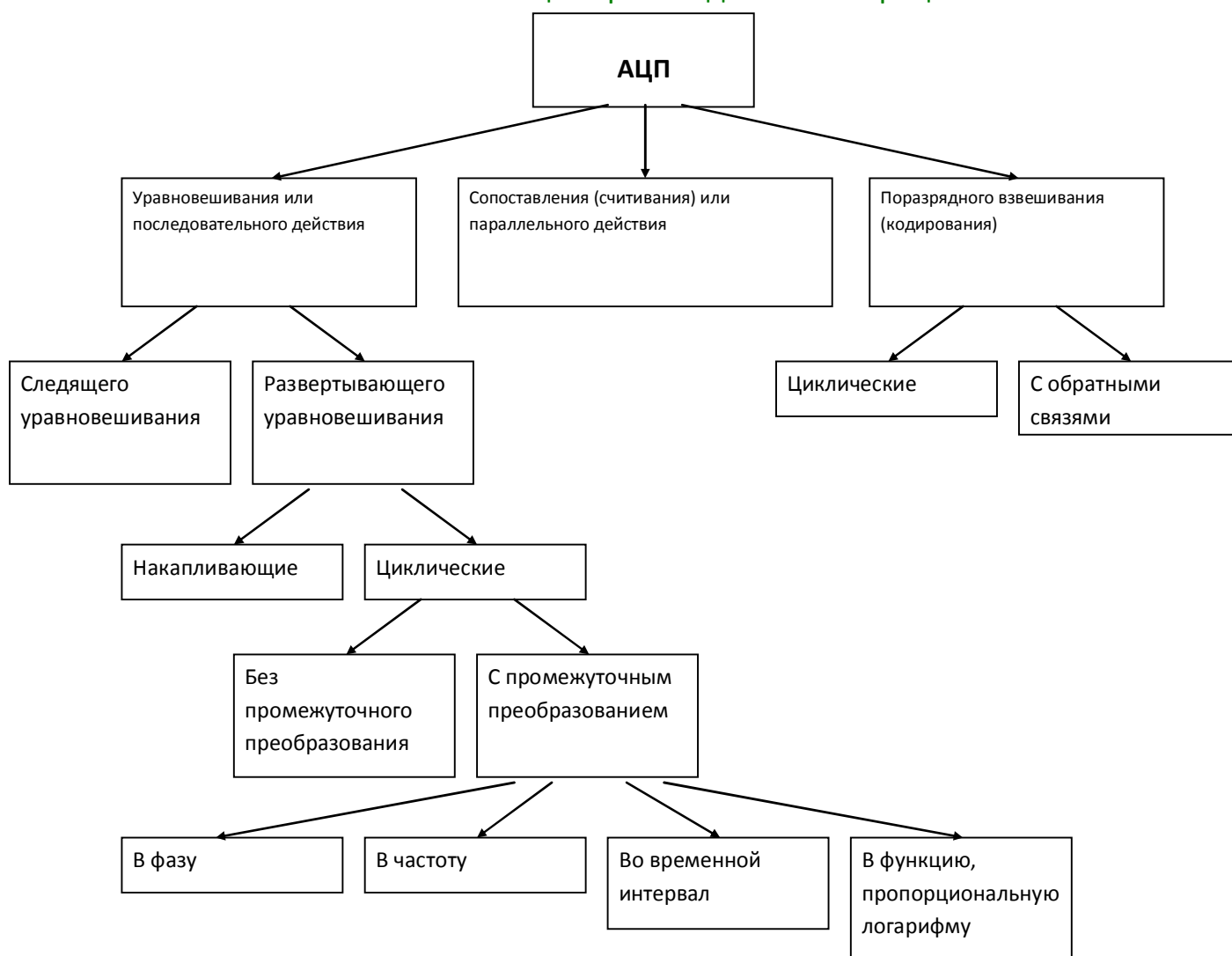
Все АЦП разделяют на 3 группы в соответствии с делением методов преобразования неизвестной величины в код: уравнивания или последовательного действия, поразрядного взвешивания (кодирования) и сопоставления (считывания) или параллельного действия.

Первая группа наиболее распространенная, имеет в своей основе метод последовательного счета. Делится она на АЦП следящего и развертывающего уравнивания.

В циклическом АЦП входная величина преобразуется заново в каждом цикле, потому они могут использоваться в многоканальных устройствах.

Накапливающие АЦП суммируют приращение входной величины, используя в каждом преобразовании результат предыдущего, т.е. могут использоваться лишь в одном канале и сохраняют любую ошибку, сделанную за весь цикл преобразования на любом этапе.

Автоматизация производственных процессов



Циклические преобразователи могут преобразовывать непрерывный сигнал в код непосредственно или после предварительного преобразования его в фазу, частоту сигнала, временной интервал или функцию, пропорциональную логарифму.

Рис. 57. Схема классификации АЦП

Ниже будут рассмотрены схемы отдельных АЦП в соответствии с приведенной классификацией.

6.2. Виды аналого-цифровых преобразователей

Аналого-цифровой преобразователь временного интервала в код.

Задача, связанная с преобразованием временного интервала в код, возникает в различных измерительных устройствах и системах управления (радиолокация, радионавигация и др.).

Такие преобразователи применяются как в качестве специальных устройств, так и как составляющая часть других видов АЦП: перемещений в код, напряжений в код, частоты и фазы в код. В таком случае производится двойное

Автоматизация производственных процессов

преобразование: первое - промежуточное, при котором исходная аналоговая величина (перемещение, напряжение и др.) преобразуется во временной интервал, второе - аналого-цифровое, при котором временной интервал преобразуется в код. Такие преобразования выполнить легче, чем преобразовать исходную аналоговую величину в код, хотя всякое промежуточное преобразование нежелательно, т.к. создает дополнительную погрешность и требует дополнительных затрат времени и оборудования.

В преобразователе временного интервала в код используется классический метод последовательного счета, при котором преобразуемый интервал заполняется импульсами генератора стабильной частоты. Временной интервал определяется путем подсчета числа импульсов, укладывающихся в преобразуемом временном интервале (рис.58).

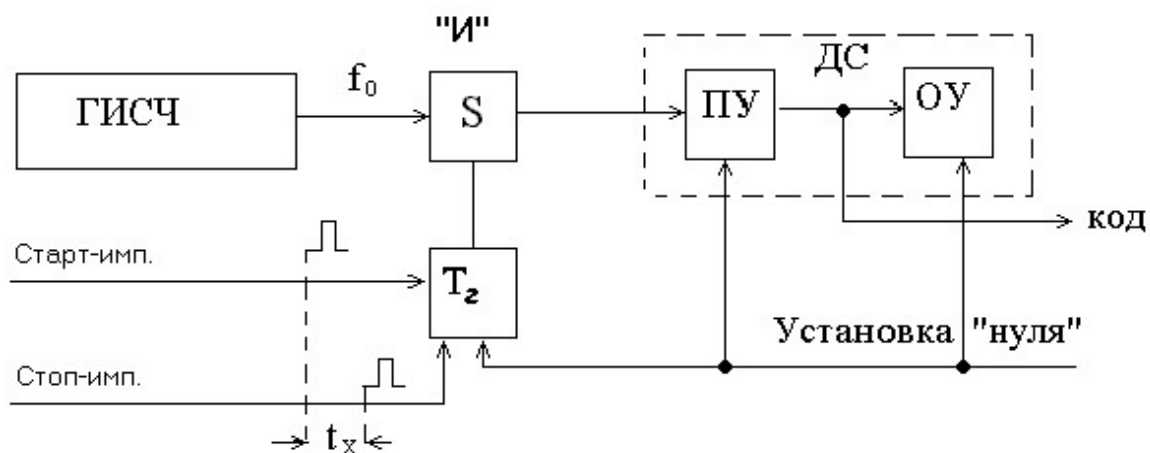


Рис. 58. Функциональная схема АЦП временного интервала

ГИСЧ - генератор импульсов стабильной частоты; ПУ - пересчетное устройство;

ОУ - отсчетное устройство; S – ключ; T - триггер; ДС- двоичный счетчик

Временной интервал t_x подсчитываем через число квантующих импульсов стабильной частоты $f_0 = \frac{1}{T}$, прошедших на счетчик за время t_x . Счетчик импульсов состоит из пересчетного и отсчетного устройств (ПУ и ОУ). Интервал t_x ограничен двумя импульсами старт-имп. и стоп-имп.

Цикл преобразований начинается с установки "нуля", то есть с установки ПУ и ОУ в исходное состояние. Этим же импульсом устанавливаются в исходное состояние все элементы схемы, которые могут иметь неоднозначные состояния, например, триггер Т. При поступлении старт-импульса триггер Т опрокидывается и своим выходным сигналом открывает ключ S (схема совпадения И). Импульсы от ГИСЧ начинают поступать на вход ПУ. После окончания интервала t_x стоп-импульс возвращает Т в исходное состояние, ключ S закрывается. Двоичным счетчиком будет закодировано число $N = t_x / T_0 = t_x f_0$. Отсчетное устройство включается в случае необходимости визуально наблюдать результат счета

Уст "0"
сброс

ГН
ГИ

старт-имп

стоп-имп

И

R CT2 1
C1 2
C₂ 2²
+1

И₁

И₂

И_n

код

сигнал считывания

Автоматизация производственных процессов

Рис. 60. Временные диаграммы.

В общем случае t_x не кратно T_0 , поэтому возникает погрешность $\Delta t = t - t_x$. Эта погрешность зависит от сдвига старт- и стоп-импульсов относительно квантующих и имеет две составляющие.

$$\Delta t = \Delta t_1 - \Delta t_2 = \alpha_1 T_0 - \alpha_2 T_0,$$

где $\alpha_1 = 0 \div 1$ и $\alpha_2 = 1 \div 0$ - случайные коэффициенты; $\Delta t_1 = \alpha_1 T_0$ - погрешность от случайного расположения начала шкалы (всегда лежит в пределах $0 \div T_0$ и имеет дифференциальный равномерный закон распределения); $\Delta t_2 = \alpha_2 T_0$ - погрешность от случайного расположения стоп-импульса относительно квантующего и соответствующая отождествлению с ближайшим меньшим или равным уровнем квантования. Дифференциальный равномерный закон её распределения от T_0 до 0. Результирующая предельная погрешность $\Delta t_{\max} = \pm T_0$.

Относительная результирующая погрешность γ :

$$\gamma_{\max} = \pm \frac{T_0}{t_x} \approx \frac{T_0}{N \cdot T_0} = \pm \frac{1}{N}.$$

Закон распределения этой погрешности - результирующей от двух равномерных, является распределением Симпсона (треугольным) в пределах $-T_0 \div T_0$.

Для закона Симпсона среднеквадратическое отклонение:

$$\sigma[\Delta t] = \frac{T_0}{6}.$$

Предельная погрешность может быть снижена синхронизацией стартового и квантующего импульсов со сдвигом на $T_0/2$ (старт-импульс в середине между квантующими).

$$\Delta t_1 = \pm T_0/2 \quad \Delta t_{\max} = T_0/2 - \Delta t_2 = \pm T_0/2.$$

Преобразование фазы и частоты в код

Преобразование фазы в код.

Автоматизация производственных процессов

В качестве исходной величины, подлежащей преобразованию, берется разность фаз двух сигналов, т.е. сдвиг одного сигнала относительно другого по фазе.

$$\varphi_X(t) = \varphi_{ВХ}(t) - \varphi_0(t),$$

где $\varphi_0(t)$ – фаза опорного сигнала; $\varphi_{ВХ}(t)$ – фаза входного сигнала, для которого определяют сдвиг.

Как правило, сравнивают сигналы, имеющие одинаковую частоту и синусоидальную форму. Наиболее распространенным методом преобразования сдвига фаз в код является переход от сдвига фаз к временному интервалу, который затем каким-то способом преобразуют в код.

$$\varphi_X = 2\pi \cdot f_X \cdot t_X \rightarrow t_X = \varphi_X / 2\pi f_X \quad t_X \equiv \varphi_X \quad 2\pi f_X = \text{const},$$

где f_X – частота опорного и преобразованного сигналов; φ_X – фаза преобразуемого сигнала или разность фаз его и опорного сигнала.

Таким образом, получая код t_X , мы кодируем фазу φ_X . Схема АЦП сдвига фаз в код и временные диаграммы представлены на рис.61 и 62 соответственно.

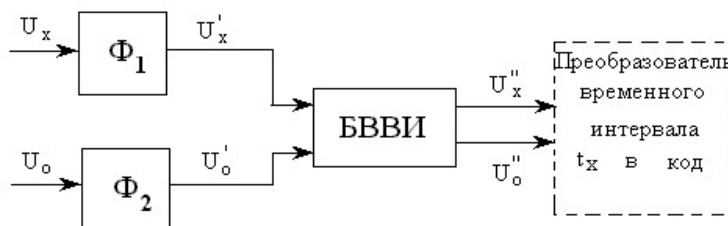


Рис. 61. Функциональная схема АЦП сдвига фаз в код (а).

Φ_1 и Φ_2 – формирователи импульсов, БВВИ – блок выделения временного интервала,

U_x, U_0 – преобразуемое и опорное напряжения.

Автоматизация производственных процессов

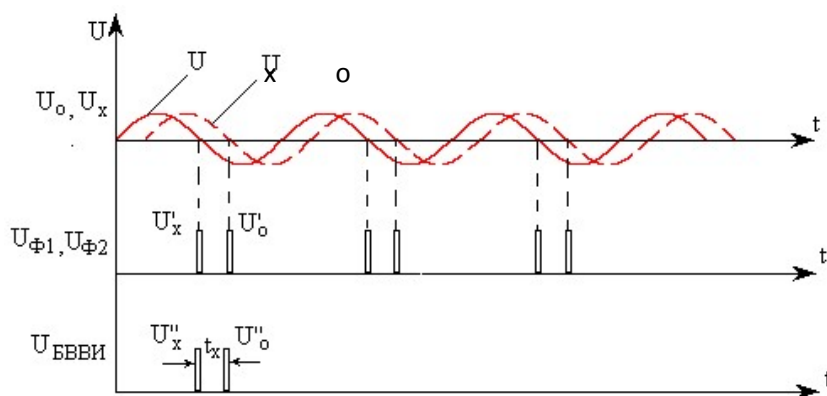


Рис. 62. Временные диаграммы формирования импульсной последовательности

Практически для перехода от сдвига фаз к временному интервалу определяется (выделяется) сдвиг фаз между двумя напряжениями U_X и U_0 с помощью схем сравнения, фиксирующих моменты перехода через нуль этих напряжений (преобразуемого и опорного). Импульсы в эти моменты формируют два формирователя Φ_1 и Φ_2 (рис. 61). Это рассмотренные выше старт- и стоп-импульсы, ограничивающие временной интервал t_X . Интервал t_X фиксирует БВВИ, выделяя из серии импульсов только два. Далее формируется код временного интервала.

Временной интервал между двумя импульсами U_X'' и U_0'' (рис. 62) измеряется и преобразуется в код в блоке преобразователя временного интервала, как было описано выше.

$$N_X = \frac{t_X}{T_0} = t_X \cdot f_0 = \varphi_X \cdot f_0 \cdot \frac{T_X}{2\pi} = \frac{\varphi_X}{2\pi} \cdot \frac{f_0}{f_X},$$

где f_0 - частота генератора счетных импульсов; f_X - частота напряжений U_X и U_0 .

Погрешности преобразований фаза-код:

погрешность квантования, зависящая от соотношения f_0 и f_X .

погрешность реализации, определяемая стабильностью f_0 .

погрешность формирования t_X , определяемая стабильностью f_X .

Преобразование частоты в код.

При преобразовании частоты в код можно использовать в качестве измеряемой величины непосредственно частоту, период неизвестной частоты и приращение фазы за конечный временной интервал.

Непосредственное преобразование частоты.

Автоматизация производственных процессов

Считают число периодов неизвестной f_X на фиксированном временном интервале T_{CP} .

Если максимальная погрешность преобразования не должна превышать Δ_{max} , то временной интервал, на котором производится подсчет числа периодов частоты f , равен:

$$t_H \geq \frac{1}{\Delta_{max} \cdot f_{X \min}}.$$

Реализован этот метод может быть по схеме, изображенной на рис. 63.

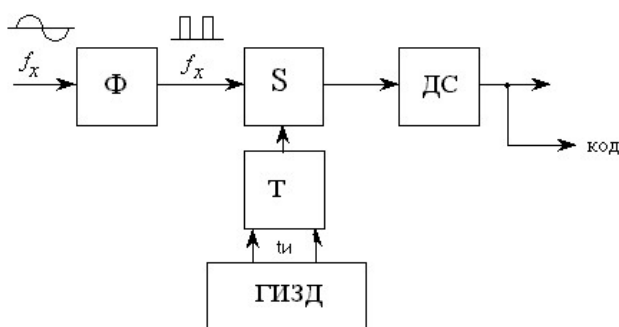


Рис.63. Функциональная схема преобразования частоты в код

Φ – формирователь; S – ключ; T – триггер;

ГИЗД – генератор импульсов заданной длительности; ДС – двоичный счетчик

За период частоты f_X формирователь выдает один импульс. Генератор импульсов заданной длительности ГИЗД через триггер T открывает ключ S на время t_H . За это время импульсы частотой f_X , сформированные формирователем Φ , проходят на вход ПУ в количестве:

$$N_X = \frac{t_H}{T_X} = t_H \cdot f_X.$$

Показания прибора пропорциональны f_X . Преобразования сопровождаются погрешностями:

погрешность квантования, зависящая от $\frac{T_X}{t_H}$.

погрешность неточности формирования t_H .

Преобразование периода в код.

Автоматизация производственных процессов

Это частный случай преобразования временного интервала в код.

$T \cdot f = 1$; $N_T \cdot N_f = N_0 = \text{const}$; $N_f = N_0 / N_T$, где

N_f – код пропорциональный частоте;

N_T – код пропорциональный периоду.

Преобразование приращения фазы $\Delta\varphi$ за конечный временной интервал Δt – в код

Измеряемая частота f_x в этом случае

$$f = \frac{\Delta\varphi}{2\pi\Delta t}.$$

Проведя два преобразования фазы в код на известном и строго ограниченном временном интервале, можно определить частоту f_x .

Преобразователи напряжений в коды (ПНК).

Преобразователи напряжения в код имеют наибольшее распространение из всех видов АЦП. Имеется большое разнообразие видов ПНК и схемных вариантов их построения.

Вначале появились ПНК, построенные по классическому методу последовательного счета.

ПНК число-импульсного кодирования.

В этих ПНК измеряемое напряжение U_x преобразуется в число-импульсный код путем его сравнения с известным напряжением U_k , возрастающим во времени скачками, причем каждый скачок соответствует шагу квантования ΔU_k (рис. 64). Число-импульсный код соответствует числу ступеней U_k , при котором наступает равенство $U_k = U_x$. ГЛСН может быть построен с использованием дискретного делителя напряжения с электронными ключами, управляемыми триггерами двоичной пересчетной схемы. При поступлении импульсов на вход пересчетной схемы напряжение на выходе делителя будет возрастать по линейно-ступенчатому закону.

При подаче пускового импульса триггер T опрокидывается и своим выходным сигналом открывает ключ S (рис. 64, а). Импульсы от генератора импульсов ГИ проходят через ключ S на вход ГЛСН и ДС. Напряжение U_k на выходе генератора ГЛСН начинает возрастать по линейно-ступенчатому закону. При $U_{kn} = U_x$ сравнивающее устройство СУ выдает стоп-импульс, возвращающий триггер в исходное состояние. Триггер закрывает ключ S и тем самым прекращает поступление импульсов на вход генератора ГЛСН и ДС,

следовательно, на ДС будет зафиксировано $N = \frac{U_{kn}}{\Delta U_k} = \frac{U_x}{\Delta U_k}$ импульсов, преобразованных в ПДК.

Автоматизация производственных процессов

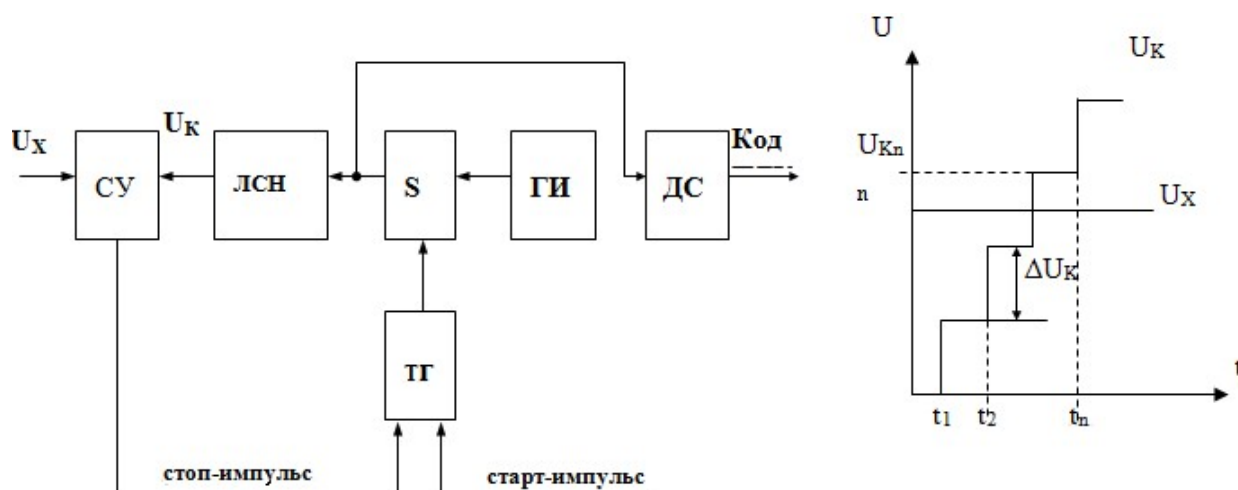


Рис. 64. Аналого-цифровой преобразователь напряжения в код (число - импульсный)

- а) функциональная схема АЦП (ГЛСН – генератор линейно-ступенчатого напряжения; СУ – сравнивающее устройство; ГИ – генератор импульсов; ДС – двоичный счётчик);
- б) временная диаграмма процесса дискретизации сигнала U_X .

Составляющие погрешности:

- погрешность дискретности, зависящая от числа ступеней напряжения U_K ;
- погрешность реализации, обусловленная неодинаковостью и нестабильностью ступеней ΔU_K ;
- погрешность, обусловленная порогом чувствительности СУ.

При использовании этой схемы ПНК необходим всего один эталон, равный кванту, причем этот эталон используется многократно при уравнивании входной величины. В реальных схемах роль ГЛСН выполняет преобразователь код-напряжение ПКН (ЦАП). Он выдает на выходе линейно-ступенчатое аналоговое напряжение, используемое в качестве U_K (рис. 65).

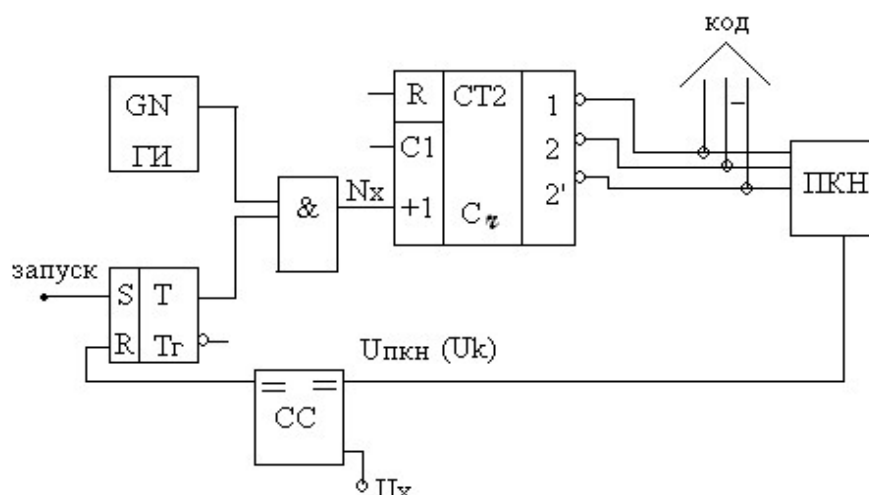


Рис. 65. Схема число-импульсного ПНК

ГИ - генератор импульсов, ПКН - преобразователь код-напряжение, СС - схема сравнения

Импульс «запуск» переводит триггер в единичное состояние, он своим выходным импульсом открывает ключ «И», через открытый ключ импульсы от ГИ поступают на счетчик и кодируются. Все разряды ДС соединены с разрядами ПКН, который на каждую единицу младшего разряда кода вырабатывает на выходе ступеньку ΔU_K напряжения U_K , равную ЕМР (единице младшего разряда АЦП). Выходное напряжение ПКН на каждый следующий импульс ГИ увеличивается на одну ступеньку, т.е. возрастает линейно-ступенчато. В каждом такте U_K в СС сравнивается с U_X до момента t_n , когда $U_{Kn}=U_X$ (рис. 64, б). При $U_{Kn}=U_X$ СС срабатывает и своим импульсом переводит триггер в исходное состояние, ключ закрывается, счет импульсов прекращается, причем к этому моменту ДС сформирует код N_X , который будет соответствовать U_X .

Статическая погрешность преобразования определяется в основном суммарной погрешностью ПКН и компаратора (СС).

Быстродействие АЦП, характеризуемое временем преобразования, определяется числом разрядов n и частотой счетных импульсов f_0 .

Время преобразования переменное и определяется уровнем входного напряжения. Максимальное время преобразования при максимальном входном напряжении U_X

$$t_{np} = t_{сч} + t_{пкн} + t_{тг} + t_K + t_L, \text{ где}$$

$t_{сч}$ – время установления переходного процесса в счетчике;

$t_{пкн}$ – время установления ПКН;

$t_{тг}$ – время включения управляющего триггера;

t_K и t_L – времена включения компаратора и логической схемы «и».

Цифро-аналоговые преобразователи код-напряжение (ПКН).

Цифро-аналоговый преобразователь предназначен для перехода от цифровой к аналоговой форме представления информации, он преобразует код в квантованную величину (напряжение, ток, сопротивление и т.д.). То есть у ЦАП входной величиной служит цифровой код в различных системах счисления, а выходной – соответствующее ему значение аналоговой величины в виде постоянного тока на временном интервале t_j . Количественная связь входной и выходной величин характеризует алгоритм ЦАП.

$$A(t_j) = N(t_j) \cdot \Delta A + \delta A,$$

где ΔA – аналоговый эквивалент единицы младшего разряда кода-ЕМР; $N(t_j)$ – число единиц младшего разряда, δA – погрешность преобразования.

ЦАП используют для вывода управляющей информации из ЭВМ и передачи ее к объекту управления, а также в системах цифровой обработки данных; кроме того, ЦАП входят составной частью в некоторые АЦП.

Для реализации ЦАП используют три метода:

метод суммирования аналоговых величин, значения которых пропорциональны весам разрядов преобразуемого кода;

метод однократного выбора из набора аналоговых величин, пропорциональных весам разрядов двоичного кода;

метод суммирования единичных приращений аналоговых величин.

ЦАП, реализующие третий метод, имеют малое быстродействие. ЦАП, использующие второй метод, имеют весьма громоздкие схемы и применяются редко. Наиболее распространение получили ЦАП, использующие метод суммирования аналоговых величин, пропорциональных весам разрядов кода.

В этом случае процесс цифро-аналогового преобразования представляет собой суммирование эталонных значений напряжения, соответствующих разрядам входного кода.

Преобразуемое число (цифровой код) может быть задано либо соответствующим числом импульсов, либо состоянием коммутирующих элементов. Суммирование может осуществляться последовательно и параллельно.

$$\text{Входной код } N_2 = a_n \cdot 2^{n-1} + a_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_2 \cdot 2^1 + a_1 \cdot 2^0, \text{ где}$$

Автоматизация производственных процессов

a_i – коэффициенты, принимающие значения 0,1;

n – число разрядов ПДК.

Для преобразования кода в напряжение (рис. 66, а) ПКН использует резистивные делители напряжения последовательного или параллельного типа $R_1 R_2 \dots R_n$ (резистивные матрицы), кроме них в ПКН входит набор токовых ключей $S_1 S_2 \dots S_n$, источник эталонного напряжения E и выходной усилитель.

Сопротивления параллельного делителя в этой резистивной матрице (весовые резисторы) выбираются в соответствии с весами разрядов ПДК.

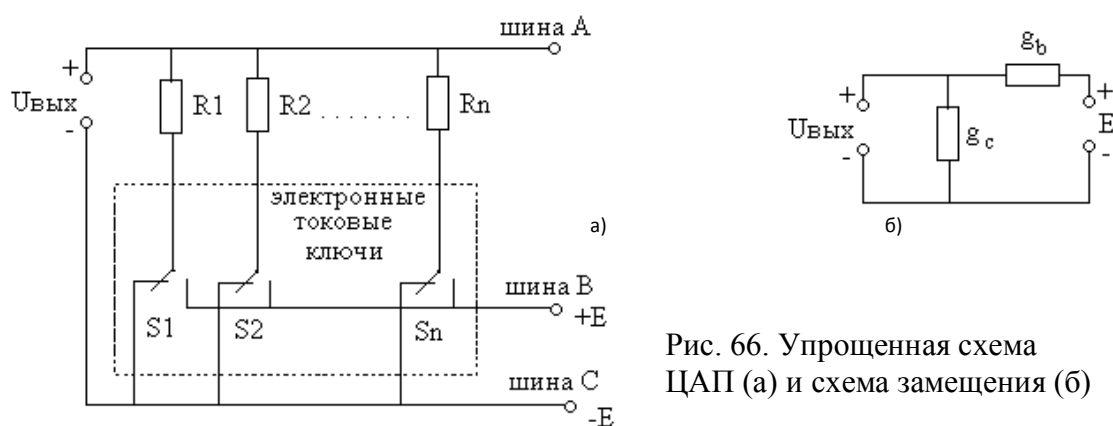


Рис. 66. Упрощенная схема ЦАП (а) и схема замещения (б)

$$R_1=R \cdot 2^0; \quad R_2=R \cdot 2^1; \quad R_3=R \cdot 2^2 \quad R_n=R \cdot 2^{n-1}.$$

В этом ряду R – эквивалент сопротивления младшего разряда матрицы. Для определения выходного напряжения $U_{вых}$ используем схему замещения (рис. 66, б), в которой отразим случай, когда часть весовых резисторов включена на шину В (их суммарная проводимость g_b), а часть на шину С (с суммарной проводимостью g_c).

Выходное напряжение:
$$U_{вых} = E \frac{g_b}{g_b + g_c} = E \frac{g_b}{g} = \frac{E}{g} \sum_{i=1}^n a_i \frac{1}{R_i}, \text{ где}$$

$g = g_b + g_c = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$ – суммарная проводимость весовых резисторов; a_i – коэффициент, равный 1 или 0 в зависимости от того, включен резистор на шину В или нет.

Таким образом, если $E=\text{const}$, $g=\text{const}$, выходное напряжение пропорционально суммарной проводимости весовых резисторов, включенных на шину В.

Типовая схема ПКН с резисторами в резистивной матрице изображена на рис. 67.

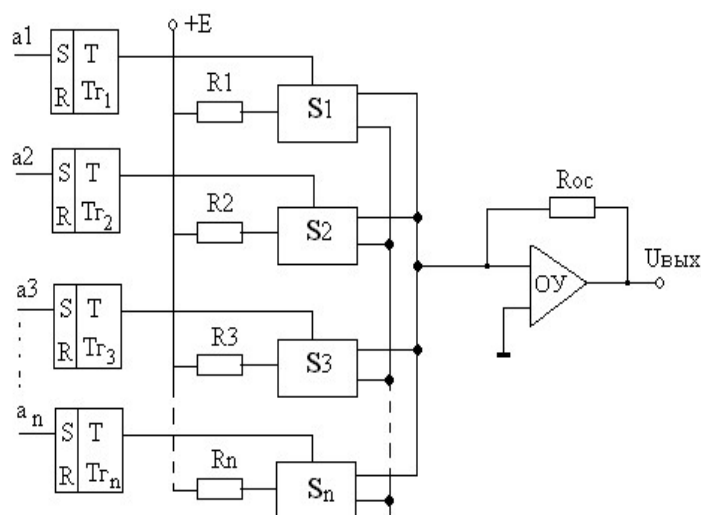


Рис. 67. Схема с ПНК с параллельным делителем из весовых резисторов

$T_{г1}, T_{г2}...T_{гn}$ - поразрядные триггеры; $R_1, R_2...R_n$ - резистивная матрица;

$S_1, S_2...S_n$ - двухпозиционные ключи; ОУ - операционный усилитель;

R_{oc} – сопротивление в цепи обратной связи (ОС)

В реальных схемах переключение весовых резисторов осуществляется электронными ключами или реле, управляемыми электрическими сигналами в зависимости от преобразуемого кода.

Входной код a_1, a_2, \dots, a_n поступает в блок поразрядных триггеров $T_{г1}, T_{г2}...T_{гn}$, управляющих разрядами ПНК. Триггеры запоминают и хранят код во время преобразования его в выходное ступенчатое напряжение. Триггеры управляют двухпозиционными ключами $S_1, S_2...S_n$ в разрядах ПНК. Если в i -том разряде кода будет 1, то ключ S_i подсоединит резистор R_i ко входу операционного усилителя ОУ на выходе, если в разряде 0, резистор заземляется. Вместо блока триггеров на входе ПНК обычно используется параллельный регистр, хранящий информацию. Если сопротивление R_{oc} усилителя равно R , то
$$U_{вых} = \frac{E}{2^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i.$$

Другим видом резистивного делителя является матрица R-2R (рис. 68).

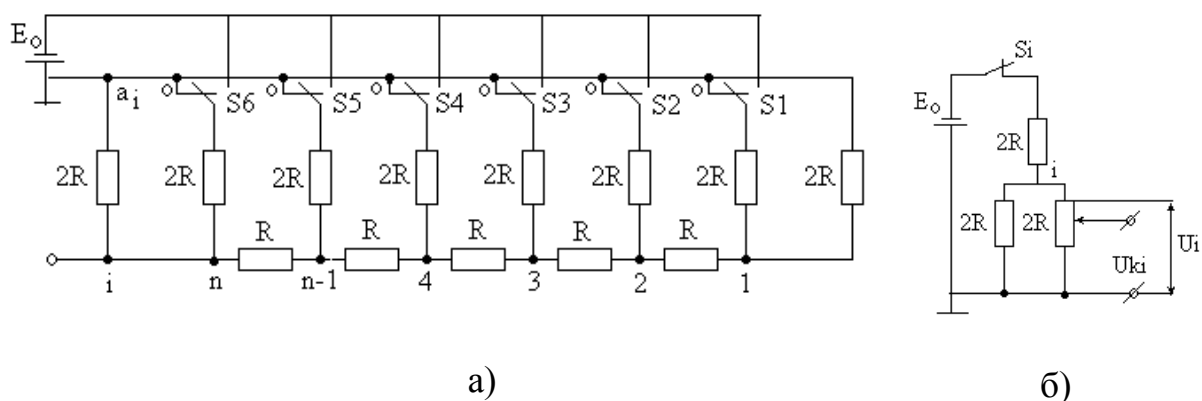


Рис. 68. Схема параллельного двоичного делителя типа R-2R (а)
и схема замещения параллельного двоичного делителя типа R-2R (б)

E_0 – источник питания, $S_1, S_2..S_6$ - двухпозиционные ключи.

На рис. 68, а изображён шестиразрядный делитель с матрицей типа R-2R. Для этой схемы потенциал i -того переключателя S_i равен E_0 при $a_i=1$ (контакт справа) и равен 0 при $a_i=0$ (контакт слева). В каждой узловой точке (1, 2,...6) при $a_i=1$ сопротивления между этой точкой и шиной (землей) во всех трех направлениях одинаковы и равны $2R$ (рис.67 б). Поэтому потенциал i -й точки при включении одного i -го переключателя:

$$U_i = \frac{E_0}{2R + \frac{4RR}{2R + 2R}} \cdot \frac{4RR}{2R + 2R} = \frac{1}{3} E_0.$$

В каждой следующей точке слева потенциал уменьшается (рис. 68, б) в 2 раза, то есть в точке n (последней):

$$U_n = \frac{1}{3} E_0 \cdot \frac{1}{2^{n-i}} = \frac{1}{3} E_0 \cdot \frac{2^i}{2^n} = U_i.$$

Так как в общем случае может быть включено n переключателей:

$$U_K = \frac{1}{3} \cdot \frac{E_0}{2^m} \cdot \sum_{i=1}^n 2^i \cdot a_{K,i} = \mu E_0,$$

где i – номера включенных ($a_{K,i}$) разрядов для поданного на делитель кода.

Оценка качества ЦАП

Автоматизация производственных процессов

Качество ЦАП оценивается через следующие параметры: число разрядов управляющего кода - n , номинальный выходной ток $I_{\text{вых}}$, время установления выходного сигнала после изменения управляющего кода $t_{\text{уст}}$, погрешность полной шкалы $\delta_{\text{п.ш.}}$ (полная абсолютная погрешность), погрешность линейности $\delta_{\text{л.}}$, дифференциальная нелинейность $\delta_{\text{л.д.}}$, максимальная частота преобразования.

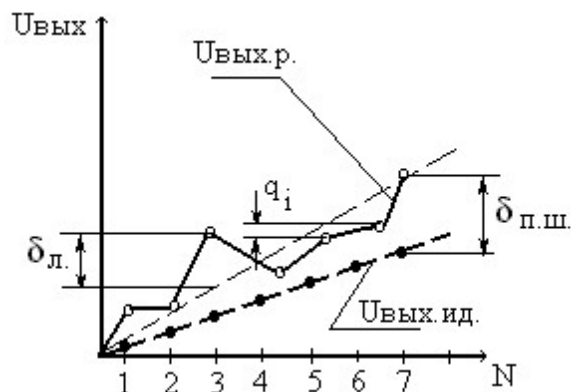


Рис. 69. К вопросу определения погрешности цифро-аналогового преобразования.

На рис. 69 представлены кривые, поясняющие характер погрешностей ЦАП. Кривая $U_{\text{вых.ид}}$ соединяет точки, соответствующие идеальной зависимости выходного напряжения от управляющего кода. Кусочно-линейная кривая $U_{\text{вых.р.}}$ – это реальная зависимость $U_{\text{вых}}$ от N . Разность $U_{\text{вых.р.}} - U_{\text{вых.ид}}$ для максимального значения кода N – это погрешность полной шкалы $\delta_{\text{п.ш.}}$. Наибольшее отклонение кривой $U_{\text{вых.р.}}$ от прямой, соединяющей крайние точки этой кривой, характеризует погрешность линейности $\delta_{\text{л.}}$. Наконец, дифференциальная нелинейность определяется как наибольшая по модулю разность между текущим реальным значением кванта по уровню q_i и его средним значением $q_{\text{ср}}$ в диапазоне преобразования.

Динамическая погрешность ЦАП определяется временем установления выходной величины $t_{\text{уст}}$ и максимальной частотой преобразования $f_{\text{пр}}$.

Время $t_{\text{уст}}$ определяется как интервал времени от подачи входного кода до вхождения выходного сигнала в пределы заданной зоны ошибки вокруг требуемого аналогового уровня. Максимальная частота преобразования $f_{\text{пр}}$ – это наибольшая частота поступления входного кода, при которой параметры ЦАП соответствуют номинальным значениям.

Погрешности ЦАП могут быть выражены в ЕМР или в относительных единицах. Для серийно выпускаемых микросхем ЦАП число разрядов $n=10 \div 12$; $t_{\text{уст}}$ от десятков мкс до сотых долей мкс; $I_{\text{вых}}$ – единицы мА, погрешность полной шкалы может достигать \pm десятка ЕМР, дифференциальная нелинейность от одного до десятка ЕМР, нелинейность не должна выходить за пределы $\pm 0,5$ ЕМР.

ПНК с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал, пропорциональный U_x (время - импульсный, двухкомпараторный).

Автоматизация производственных процессов

Из-за широкого распространения этого вида ПНК именно к нему относят понятие «ПНК последовательного счета» (рис. 70).

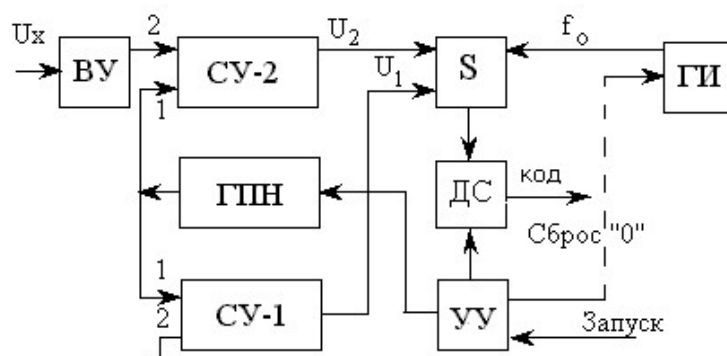


Рис. 70. Функциональная схема двухкомпараторного ПНК

ВУ – входное устройство; СУ – сравнивающее устройство; ГПН – генератор пилообразного напряжения; УУ – управляющее устройство; ДС – счетчик; ГИ – генератор счетных импульсов.

Измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется во временной интервал t_x путем сравнения U_x и линейно меняющегося пилообразного напряжения U_k . По сигналу «Запуск» УУ (триггер) сбрасывает на нуль показания счетчика и запускает ГПН и ГИ. Линейно изменяющееся напряжение U_k поступает на вход 1 СУ-1 и СУ-2. Первое из них фиксирует нулевой уровень в момент $U_x=0$ и выдает напряжение U_1 , поступающее в электронный ключ, открывая его. Электронный ключ дает команду на подачу импульсов ГИ на вход счетчика импульсов (частота f_0). В момент равенства $U_k=U_x$ сравнивающее устройство СУ-2 дает сигнал на закрытие ключа, прекращая этим подачу импульсов ГИ на счетчик. За время t_x счетчик зафиксирует число импульсов N_x . $N_x=t_x/T_0$.

При этом (рис. 71) $U_k=t_x \cdot \text{tg} \beta$. Если β - угол наклона линейно-возрастающего U_k , то его тангенс равен скорости изменения этого напряжения, причем $v=\text{const}$. С учетом сказанного выше $U_x=t_x \cdot \text{tg} \beta=v \cdot N_x/f_0=\eta \cdot N_x$, где η - постоянный коэффициент, причем $\eta=10^k$ ($k=0,1,2,3\dots$), если не используется двоичный счетчик.

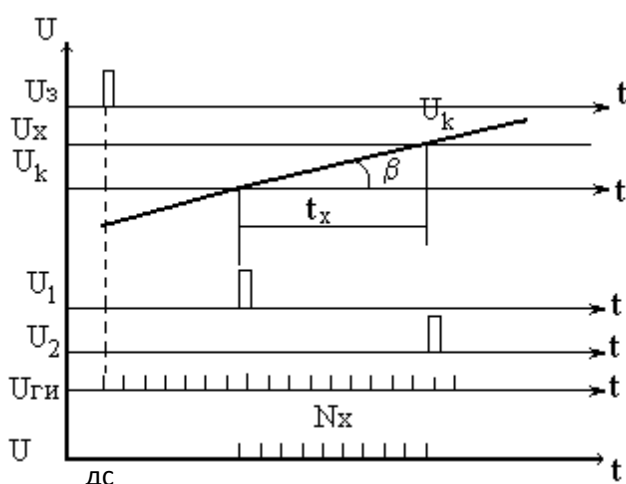


Рис. 71. Временные диаграммы для двухкомпараторного АЦП

Автоматизация производственных процессов

Таким образом, в двоичный код (ПДК), формируемый с помощью двоичного счетчика -ДС, преобразуется входное напряжение U_x . Упрощенная электрическая принципиальная схема двухкомпараторного АЦП приведена на рис. 72.

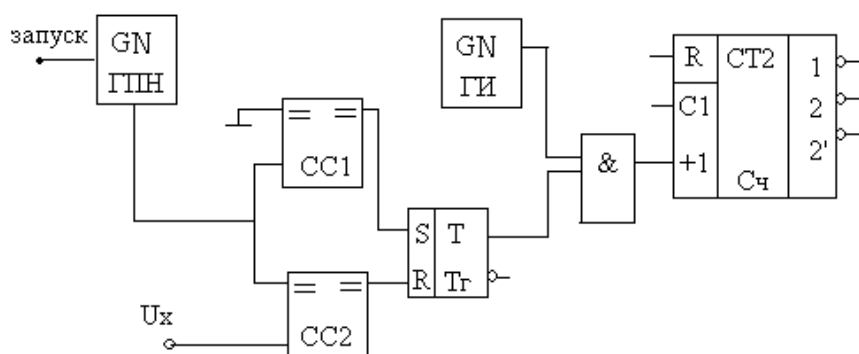


Рис. 72. Схема двухкомпараторного ПНК.

ПНК такого типа просты, имеют достаточное быстродействие (несколько тысяч преобразований в с), погрешность порядка $\pm(0.05 \div 0.1)\%$.

Составляющие погрешности:

погрешность квантования, зависящая от t_x/T_0 ;

погрешность реализации, определяемая стабильностью f_0 ;

погрешность чувствительности от наличия порога чувствительности СУ-1 и СУ-2;

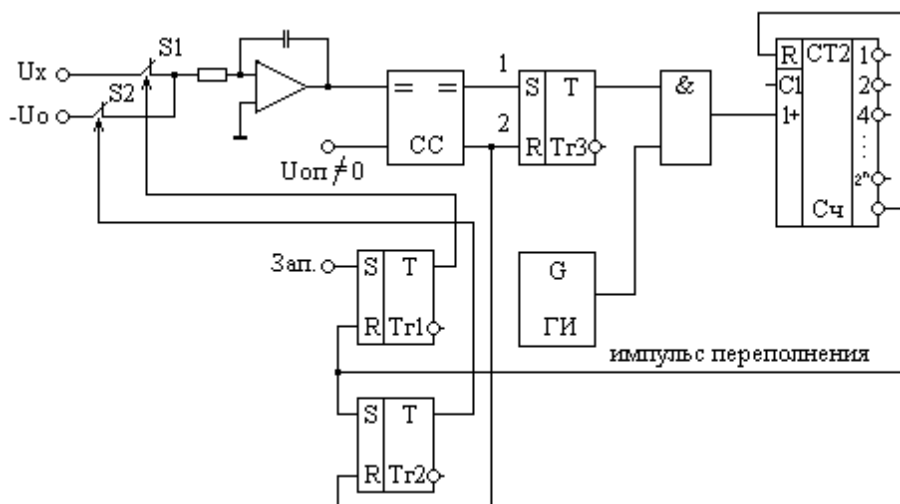
погрешность нелинейности и нестабильности напряжения «пилы» ГПН.

Интегрирующий ПНК

Интегрирующие ПНК имеют минимальное число необходимых точных компонентов, высокую помехоустойчивость, отсутствие дифференциальной нелинейности, низкую стоимость, что определило их широкое применение в измерительных приборах и системах невысокого быстродействия (от одного до нескольких тысяч преобразований в секунду). В этих АЦП используется метод аналогового интегрирования, при котором осуществляется оптимальная обработка смеси входного сигнала и шума. Как известно, отношение сигнал-шум при интегрировании растет за счет того, что статистические характеристики сигнала и шума различны для интервала интегрирования. Для этого интервала сигнал можно считать детерминированным, а шум – случайным процессом. Таким образом, для создания помехоустойчивого ПНК нужно вместо непосредственного преобразования входного сигнала проинтегрировать его в процессе преобразования (рис.73).



где U_{XCP} - среднее за время t_i значение входного напряжения. Число импульсов,



121

Автоматизация производственных процессов

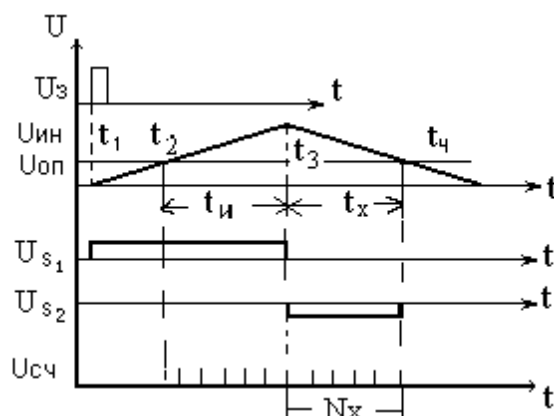


Рис. 75. Временные диаграммы

Импульс запуска поступает на триггер Тг₁ ПНК в момент времени t₁. Триггер, переходя в состояние «1», открывает ключ S₁, через который преобразуемое напряжение U_х поступает на интегратор ИН.

Как было показано выше, выходное напряжение интегратора растет по закону:

$$U_{ин} = \frac{1}{(RC)_{ЭКВ}} \cdot \int_0^t U_x dt,$$

где R_{ЭКВ} и C_{ЭКВ} – постоянные элементы схемы интегратора.

Напряжение с выхода интегратора подается на один из входов схемы сравнения СС, на второй вход которой подано U_{оп} ≠ 0. Рост U_{ин} продолжается до момента t₂, когда оно станет равным U_{оп}, сработает схема сравнения, и её выходной импульс (выход 1) перебросит триггер Тг₃ в состояние «1». Выходной импульс триггера Тг₃ откроет ключ «И», и импульсы от ГИ через открытый ключ начнут поступать на двоичный счетчик Сч. Интегрирование U_х происходит в течение времени t_и = t₃ - t₂. Конец этого интервала фиксирует счетчик, который в момент t₃ с выхода 2ⁿ⁺¹ выдает «импульс переполнения», изменяющий состояние триггеров Тг₁ и Тг₂: первый закрывает S₁, прекращая доступ к интегратору U_х, а второй открывает S₂, и на интегратор поступает напряжение - U₀ с полярностью обратной U_х. К моменту t₃ напряжение на выходе интегратора:

$$U_{ин1} = U_{оп} + \frac{1}{(RC)_{ЭКВ}} \cdot \int_{t_2}^{t_3} U_x dt;$$

Счетчик «обнулен» импульсом переполнения, первый такт работы ПНК окончен. В период t₃-t₄ напряжение на выходе интегратора уменьшается по закону:

$$U_{ин} = U_{ин1} - \frac{1}{(RC)_{ЭКВ}} \cdot \int_{t_3}^{t_4} U_0 dt.$$

Счетчик производит второй цикл счета импульсов, так как ключ «И» открыт по-прежнему. В момент t₄, U_{ин2} становится равным U_{оп}, так как равны напряжения проинтегрированные в периоды t_и и t_х, то есть

$$U_1 = k \cdot t_H \cdot U_{xcp}, \text{ а } U_2 = -k \cdot t_x \cdot U_0; k = \frac{1}{(RC)_{\text{ЭКВ}}}.$$

Схема сравнения срабатывает второй раз и выдает импульс на выходе 2. Этот импульс закрывает ключ «И» через триггер Тг₃ (прекращается счет импульсов счетчиком) и ключ S₂ через триггер Тг₂. Окончен второй такт работы ПНК (собственно аналого-цифровое преобразование и весь цикл его работы).

Полагая U_{ИН1} равным U_{ИН2} в момент t₄ имеем $k \cdot t_H \cdot U_{xcp} = -k \cdot t_x \cdot U_0$, откуда

$$U_x = -\frac{U_0 \cdot t_x}{t_H}. \text{ Заменяя } t_x = \frac{N_x}{T_0} = N_x \cdot f_0,$$

где N_x – число импульсов на счетчике в момент t_и;

T₀, f₀ – частота и период ГИ.

Получим

$$U_x = -\frac{U_0 \cdot N_x \cdot f_0}{t_H} = -N_x \cdot \frac{f_0}{t_H} \cdot U_0.$$

В этом выражении f₀, t_и и U₀ принимаем неизменными (стабильными), следовательно код на выходе двоичного счетчика соответствует преобразованному напряжению U_x.

Данные схемы реализуются на основе интегральной технологии.

Использование двухтактного интегрирования позволяет компенсировать ряд составляющих статической погрешности, вызванных нестабильностью порога чувствительности компаратора и постоянной времени интегратора.

Достоинством интегрирующих ПНК является высокая точность ($\gamma \approx \pm 0,005\%$) и повышенная помехоустойчивость (коэффициент подавления помех нормального вида примерно 40дБ при отклонении частоты помехи от номинальной на $\pm 1\%$). Коэффициент подавления помех может быть доведен до 170 дБ для помех общего вида постоянного тока и до 120 дБ – для помех частотой 50 Гц. Благодаря высокой точности и помехозащищенности интегрирующие АЦП являются основой цифровых измерительных вольтметров.

ПНК поразрядного кодирования (кодо-импульсный)

Независимо от схемы и конструкции ПНК этого типа принцип его действия всегда остается одним и тем же: входное напряжение U_x сравнивается с суммой эталонных напряжений U_k, выработанных внутри ПНК. Эта сумма изменяется до тех пор, пока не станет равной (с заданной степенью точности) входному напряжению. Существует однозначное соответствие между суммой эталонных напряжений и вырабатываемым в ПНК кодом, поэтому, снимая с выхода ПНК код в момент равенства суммы эталонных и входного напряжений, получаем результат преобразования.

ПНК поразрядного кодирования бывают двух типов:

Автоматизация производственных процессов

выполняемые в виде замкнутых систем со сравнением аналоговых величин и имеющие цепь обратной связи, охватывающую весь ПНК. В цепи ОС включен ПКН, преобразующий параллельный код ПДК в постоянное напряжение или ток;

построенные в виде разомкнутых систем, то есть не имеющие цепи ОС, охватывающей весь преобразователь.

Наиболее распространены АЦП с замкнутой системой циклического действия (рис. 76).

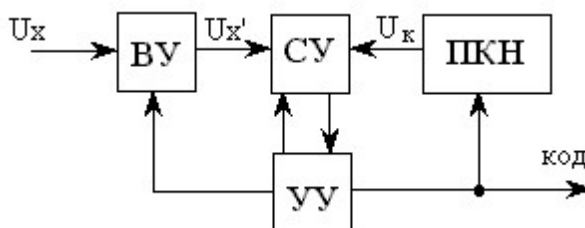


Рис. 76. Упрощенная функциональная схема кодо-импульсного ПНК.

ВУ – входное устройство

Измеряемое напряжение U_x поступает на входной делитель напряжения ВУ, переключаемый автоматически. При малых значениях U_x ВУ содержит усилитель. С выхода делителя напряжение $U'_x = kU_x$ (k – коэффициент преобразования U_x) подается на сравнивающее устройство СУ. На второй вход СУ подается квантованное напряжение U_k , снимаемое с ЦАП. По результату сравнения СУ в зависимости от знака разности $U_x - U_k$ подает сигнал в устройство управления УУ, которое воздействует, в свою очередь, на ВУ и ЦАП. Под воздействием УУ напряжение U_k будет изменяться ступенями в соответствии с выбранным кодом пока не наступит равенство $U_k = U'_x = kU_x$. Одновременно с переключением ЦАП управляющее устройство формирует код на выходе. Управляющее устройство обычно состоит из n -разрядного регистра триггеров со схемами «и» (сдвигающий регистр). Более подробно работа УУ рассмотрена по схеме, приведенной на рис. 77.

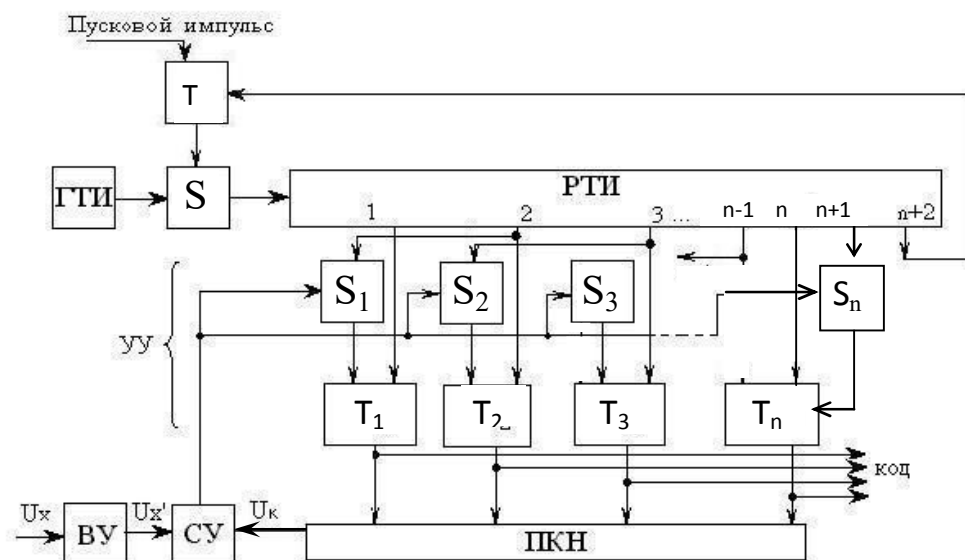


Рис. 77. Функциональная схема АЦП поразрядного кодирования

РТИ – распределитель тактовых импульсов; ГТИ – генератор тактовых импульсов

Распределитель тактовых импульсов (РТИ - обычно регистр сдвига) выдает поочередно импульсы на $n+2$ выходах под действием импульсов генератора тактовых импульсов ГТИ. Сравнивающее устройство выдает сигнал, открывающий ключи $S_1, S_2 \dots S_n$ при $U_k > U_x$, а при $U_k \leq U_x$ ключи закрыты. Пусковой импульс переводит триггер Т в состояние «1», открывается ключ S_1 и импульсы от ГТИ начинают поступать на вход РТИ, который выдает импульс на первом выходе. Под действием этого импульса опрокидывается триггер T_1 и воздействует на ПКН, на выходе которого появляется напряжение $U_{k1} = 2^{n-1} \cdot \Delta U_k$, где ΔU_k - напряжение равное шагу квантования. Если $U_{k1} > U_x$, то СУ выдает сигнал, открывающий ключи $S_1, S_2 \dots S_n$. При следующем шаге появляется импульс на втором выходе РТИ. Этот импульс через ключ S_1 возвращает триггер T_1 в исходное состояние, отключая первую ступень U_{k1} , и опрокидывает триггер T_2 , который воздействует на ПКН. На выходе ПКН появляется напряжение $U_{k2} = 2^{n-2} \cdot \Delta U_k$. Если $U_{k2} < U_x$, то ключи $S_1, S_2 \dots S_n$ закрыты, и при следующем шаге импульс с третьего выхода РТИ не может вернуть T_2 в исходное положение, но опрокинет T_3 , включающий третью ступень U_{k3} . После этого шага на выходе ПКН будет $U_{k3} = 2^{n-2} \cdot \Delta U_k + 2^{n-3} \cdot \Delta U_k$, которое будет сравниваться с U_x .

Таким образом, к концу цикла измерения на выходе ЦАП будет набрано напряжение U_k наиболее близкое U_x , чему будет соответствовать определенная комбинация состояния поразрядных триггеров. Выходные потенциалы этих триггеров и образуют код. При $n+2$ шаге импульс РТИ возвращает триггер Т в исходное состояние, на чем оканчивается цикл преобразования (рис. 78).

Автоматизация производственных процессов

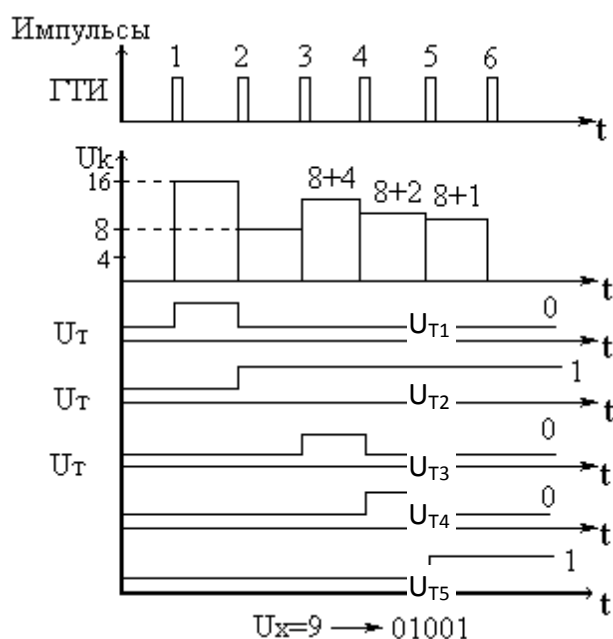


Рис. 78. Временные диаграммы

Основные составляющие погрешности преобразования:

погрешность дискретности, определяемая числом разрядов кода;

погрешность реализации, зависящая от точности ЦАП;

погрешность входного делителя (усилителя);

погрешность чувствительности СУ.

Преобразователь напряжения в код, построенный по методу поразрядного кодирования с ПН в цепи ОС, является наиболее распространенным типом ПНК. Он обладает высокой точностью ($\gamma = \pm 0,001\%$), но обычно невысоким быстродействием, так как для устранения помех часто снабжается фильтром.

По сравнению с АЦП последовательного счета, рассмотренный АЦП осуществляет преобразование за n шагов вместо $2^n - 1$ и позволяет получить существенный выигрыш в быстродействии, который, при $n=10$ достигает двух порядков. Статическая погрешность и быстродействие в основном определяются параметрами ЦАП и компаратора. Серийно АЦП выпускается в виде интегральных микросхем (ИМС).

Преобразователи напряжений в код считывания.

Используются в основном для измерения перемещений.

Автоматизация производственных процессов

В ПНК (рис. 79) создается $2^n - 1$ разрешенных уровней с помощью $2^n - 1$ опорных напряжений, вырабатываемых с помощью делителей напряжений на резисторах. Каждое из опорных напряжений поступает на первые входы $2^n - 1$ схем сравнения, а на вторые входы схем СС одновременно подается входное напряжение U_x .

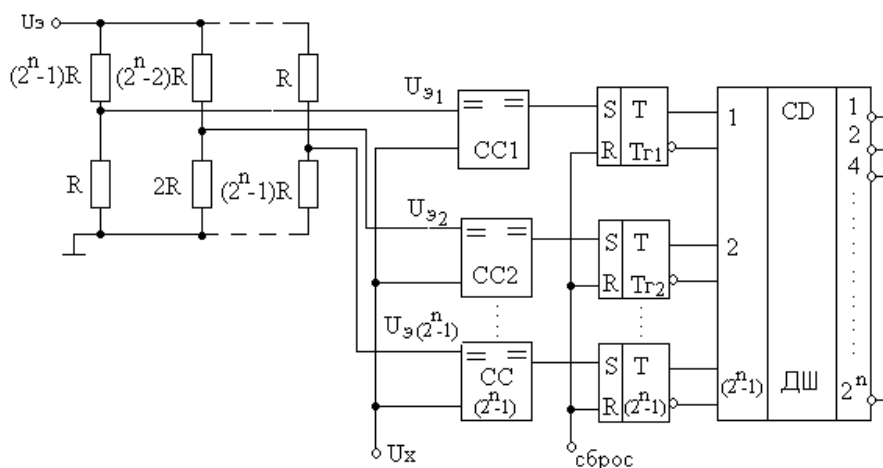


Рис. 79. Схема ПНК считывания

Число эталонных уровней $2^n - 1$, где n – число разрядов выходного кода. Значения уровней пропорциональны последовательности целых чисел от 1 до $2^n - 1$. Такое же число компараторов в схеме.

При подаче на вход блока компараторов ($CC_1, CC_2, \dots, CC_{2^n-1}$) напряжения U_x на их выходе появится квантованный сигнал в унитарном коде (Унитарный код это n – разрядный параллельный единичный код). В зависимости от значения U_x срабатывают (т.е. устанавливаются в состояние «1»), все компараторы, для которых $U_x \geq U_{эj}$; компараторы, для которых $U_x < U_{эj}$ остаются в состоянии «0». Результаты сравнения через RS – триггеры поступают на вход шифратора CD, который преобразует унитарный код в ПДК. Задача шифратора определить номера соседних компараторов CC_j и CC_{j+1} , в которых выходные сигналы различны, и выдать соответствующий этой границе код.

Пример: $U_x=5$: код 3-х разрядный ($n=3$)

Число компараторов: $2^3 - 1 = 8 - 1 = 7$ шт.

$N_{10}=5$; $N_2=101$.

Таблица формирования кода

№ компаратора	Обозначение СС	Величина $U_{эj}$	Результат сравнения U_x и $U_{эj}$	Состояние СС
---------------	----------------	-------------------	--------------------------------------	--------------

Автоматизация производственных процессов

1	$CC_1 (2^n - 7)$	1	$U_x > U_{\varepsilon 1}$	1
2	$CC_2 (2^n - 6)$	2	$U_x > U_{\varepsilon 2}$	1
3	$CC_3 (2^n - 5)$	3	$U_x > U_{\varepsilon 3}$	1
4	$CC_4 (2^n - 4)$	4	$U_x > U_{\varepsilon 4}$	1
5	$CC_5 (2^n - 3)$	5	$U_x = U_{\varepsilon 5}$	1
6	$CC_6 (2^n - 2)$	6	$U_x < U_{\varepsilon 6}$	0
7	$CC_7 (2^n - 1)$	7	$U_x < U_{\varepsilon 7}$	0

Компараторы $CC_1 - CC_5$ перейдут в состояние «1», т.е. сработают, а $CC_6 - CC_7$ – останутся в исходном состоянии, что зафиксируют соответствующие триггеры, передав своё состояние на 5 входов ДШ в виде унитарного единичного кода – пять единиц. Дешифратор преобразует унитарный код 5 в ПДК – 101 (3-х разрядный).

У такого ПНК наивысшее быстродействие ($10 \div 100$ нс). Недостаток – громоздкость из-за большого числа компараторов: для 6-ти разрядного кода надо 63 компаратора. Поэтому такие АЦП имеют число разрядов до 8.

Погрешности преобразования:

погрешность дискретизации, определяемая числом разрядов кода;

погрешность реализации, зависящая от стабильности U_{ε} и точности делителя;

погрешность чувствительности, определяемая точностью СС (компараторов).

Основным вопросом, возникающим при проектировании параллельных АЦП является выбор компараторов и кодирующего устройства (дешифратора), от которых зависит точность, быстродействие, а также надежность работы АЦП.

Параллельные АЦП обладают самым высоким быстродействием (в пределах десятков наносекунд) среди других типов АЦП. Недостатком их является громоздкость схемы, что затрудняет реализацию многоразрядных АЦП в интегральном исполнении. Так, для 6-ти разрядного кода нужно 63 компаратора, поэтому обычно такие АЦП имеют не более 8-ми разрядов. Точность преобразования ограничена точностью и стабильностью компараторов и резистивного делителя.

АЦП следящего действия (следящего уравнивания).

Эти АЦП имеют высокую точность, но меньшее быстродействие, чем рассмотренные выше АЦП. Они имеют замкнутую структурную схему и работают в режиме слежения за изменениями преобразуемой величины. Выходной кодовый сигнал следует за каждым изменением U_x , превышающим шаг квантования. Важным достоинством следящих АЦП

The diagram shows a control system for a two-motor drive. It includes a reference input U_x , a control unit CU , a reference speed generator $PGLCH$, two speed feedback loops S_1 and S_2 , a current feedback loop GI , and a digital control unit PDS . The output is a code (код).

РДС – реверсивный двоичный счетчик.

Если разность $U_x - U_k$ больше единицы младшего разряда, (рис. 81) пороговый элемент ПЭ, срабатывает по сигналу СУ, открывает ключ «И», и импульсы опорной частоты f_0 от ГИ поступают на вход РДС. В зависимости от знака разности $\Delta U = k(U_x - U_k)$ на выходе СУ триггер знака $T_{ГЗН}$ переключает РДС на сложение, либо на вычитание импульсов; при $U_x = U_k$ ключ закрывается, и подача импульсов прекращается. Двоичный счетчик кодирует их по соответствующему числу ступенек ΔU_k .

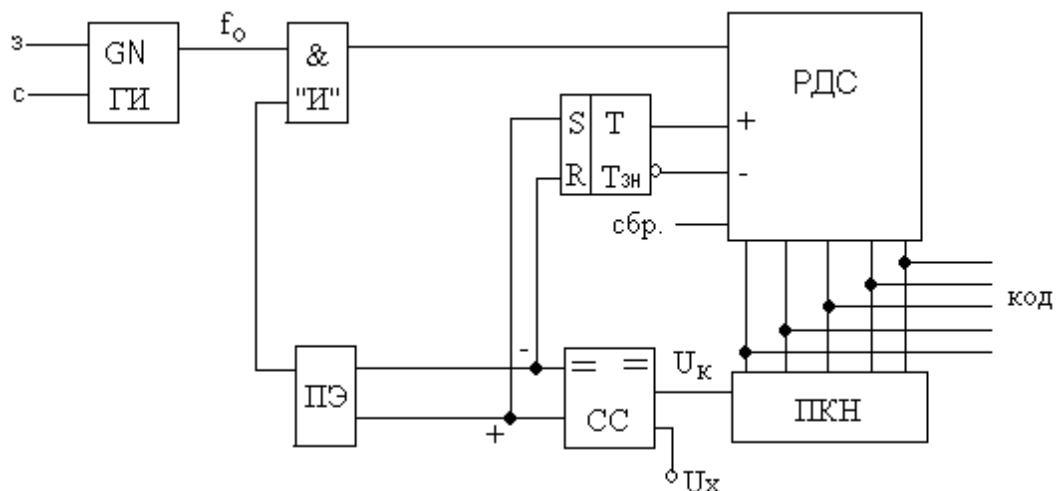


Рис. 81. Схема следящего ПНК

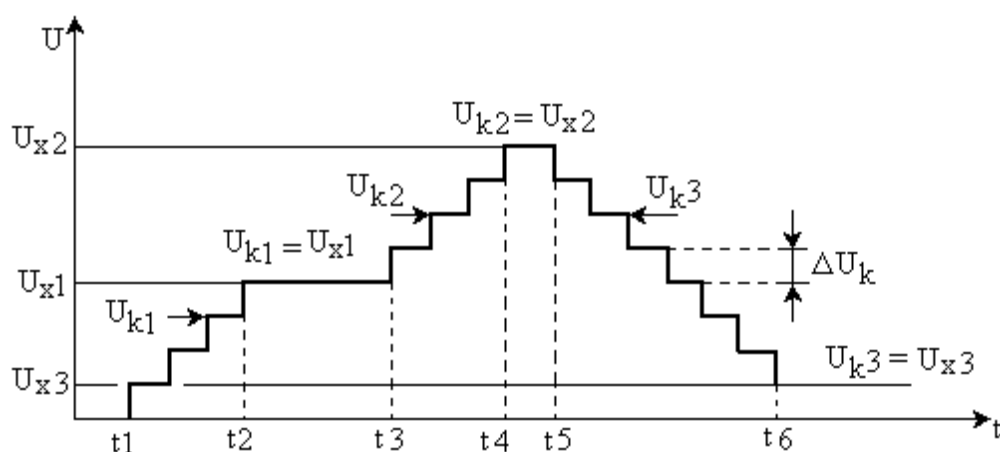


Рис. 82. Временные диаграммы.

- t_1 : $U_{k1} < U_{x1}$.
- t_2 : $U_{k1} = U_{x1} \rightarrow N_1 = U_{k1} / \Delta U_k = U_{x1} / \Delta U_k$.
- t_3 : $U_{k1} < U_{x2}$, $U_{x1} < U_{x2}$.
- t_4 : $U_{k2} = U_{x2} \rightarrow N_2 = U_{k2} / \Delta U_k = U_{x2} / \Delta U_k$.
- t_5 : $U_{k2} > U_{x3}$.
- t_6 : $U_{k3} = U_{x3} \rightarrow N_3 = U_{k3} / \Delta U_k = U_{x3} / \Delta U_k$.

Таким образом, прибор следит автоматически за изменением входной величины – в этом его достоинство. Недостаток – малое быстродействие при значительных изменениях входной величины. Погрешность имеет те же составляющие, как и у АЦП рассмотренном выше (АЦП число-импульсный).

Преобразование переменных напряжений.

Чаще всего переменные напряжения преобразуют в постоянные, пропорциональные амплитудному, среднему либо действующему значению переменного напряжения или преобразуют во временной интервал, фазу или частоту переменного тока, а далее используют один из рассмотренных способов аналого-цифрового преобразования.

В случае с выпрямлением используют довольно сложные выпрямители с фильтром. Погрешность $\geq 0.01\%$. основной недостаток при этом – снижение быстродействия.

Для этих же целей возможно использовать рассмотренный нами способ поразрядного кодирования. Если рассмотреть АЦП синусоидального напряжения U_x , то напряжение U_k изменяется в соответствии с выбранным кодом до его равенства с амплитудой U_x ; цикл сравнения – период U_x .

7. Цифровые преобразователи информации в информационно-измерительных системах автоматизированного оборудования.

Увеличивается число станков и других объектов автоматизации, управляемых централизованно с помощью ЭВМ. Это обычно мини-ЭВМ типа «Электроника», контроллеры, отдельные микропроцессоры и т.д.

Текущая информация о ходе технологического прогресса, состоянии оборудования и инструмента, параметров внешней среды и др. поступает в ЭВМ по каналам связи от цифровых преобразователей, размещенных на оборудовании, в зоне обработки или вне автоматического оборудования (АО).

Наиболее полно в большинстве широко используемых станков с ЧПУ развита информационная система, обеспечивающая заданную точность обработки через

Автоматизация производственных процессов

контроль положения или перемещения рабочих или исполнительных органов с датчиком в системе обратной связи привода коррекции.

Под датчиком понимается информационно-измерительное устройство, включая первичный преобразователь информации (ПП), преобразующий неэлектрическую величину (перемещение, температура, крутящий момент, износ инструмента и др.) в аналоговую электрическую величину, и аналого-цифровой преобразователь величины в код (обычно ПДК)

В таком виде датчик является цифровым преобразователем, как и кодовый датчик, не имеющий в своем составе АЦП и преобразующий неэлектрическую входную величину в дискретную непосредственно, без участия АЦП, выполняя роль первичного преобразователя. Как уже было сказано выше, среди большого числа датчиков, используемых в АО наиболее многочисленной группой по разнообразию используемых физических эффектов и набора вариантов конструктивных решений, а также наиболее ответственной по значимости возможных областей применения является группа преобразователей угловых φ и линейных x перемещений.

В практике использования подобных преобразователей они чаще всего необходимы для решения задач измерения абсолютных или относительных перемещений объекта по одной из линейных и угловых координат с определением, как численного значения, так и во многих случаях направления перемещений. Например, при использовании преобразователей в качестве датчиков обратной связи в координатных системах ЧПУ требуются изменения в абсолютных значениях координат $V(x)$, в контурных системах ЧПУ датчики обратной связи определяют относительные значения приращений текущих координат $\Delta V(\Delta x)$ и т.д. Задача определения разностей координат может быть связана с измерением определенных характеристик (длины, толщины и т.д.) контролируемого объекта или относительного перемещения объекта от произвольного начала отсчета.

Угловые и линейные преобразователи строятся с использованием одних и тех же физических принципов и одинаковых методов измерения; отличия между этими группами преобразователей сводятся только к особенностям конструктивных решений, связанных с наличием элементов, совершающих в одном случае – поступательное, в другом – вращательное движение.

Кроме информации о перемещении рабочих органов АО для увеличения точности обработки изделий используется дополнительная информация о возмущающих воздействиях, получаемая от группы ПП (в основном аналоговых), размещенных на блоках АО или вне его. Структурная схема преобразователя гидравлических сигналов в управляющие изображена на рис 83.

Автоматизация производственных процессов

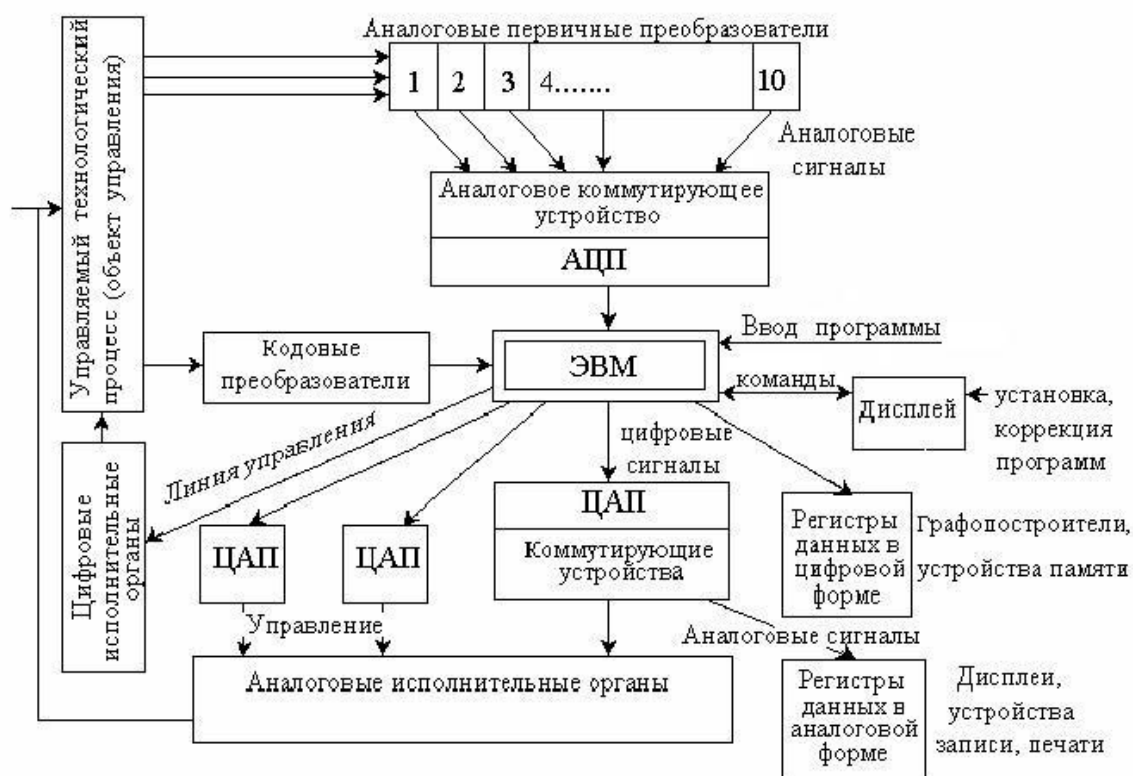


Рис. 83. Структурная схема преобразования информационных сигналов и использование их в системе управления АО.

Информационные сигналы через аналоговые коммутирующие устройства поступают в АЦП. Аналоговые информационные сигналы в этом блоке преобразуются в цифровые, поступающие далее в вычислительные устройства, куда вводится одновременно программа обработки изделий.

Вычислительные устройства могут получать информацию, минуя стадию аналого-цифрового преобразования, непосредственно от кодовых преобразователей. Использование кодовых датчиков позволяет вводить измеряемый параметр в цифровой форме в ЭВМ, минуя АЦП и системы коммутаторов. Таким образом, понятна направленность исследований на разработку цифровых датчиков в том числе, датчиков положения.

Однако, за длительное время эксплуатации аналоговых датчиков достигнут высокий уровень их изготовления, чего нельзя сказать о датчиках цифровых, и поэтому в большинстве систем ряд измерений еще многие годы будет аналоговым. Это особенно справедливо для промышленного АО, где скорости протекания процессов относительно невелики.

В вычислительных устройствах вырабатывается управляющий сигнал, который в цифровой форме поступает на исполнительные органы АО, работающие в дискретном режиме, или на аналоговые исполнительные органы, работающие в непрерывном режиме после цифро-аналогового преобразования управляющего сигнала. Результаты обработки информации могут быть выведены в цифровой или аналоговой форме для хранения и дальнейшего использования.

7.1. Системы путевого контроля в станках с ЧПУ.

При числовом программном управлении (ЧПУ) металлорежущими станками одной из основных задач является обеспечение достаточно высокой точности изготовления деталей. В большинстве случаев при ЧПУ станками задача контроля геометрических размеров детали сводится к контролю перемещения или положения рабочих органов станков.

Применительно к системам ЧПУ металлорежущими станками осуществляют три основных вида контроля движения рабочих органов:

- Контроль траектории перемещения управляемого рабочего органа, осуществляемого в соответствии с задаваемой программой. Такой вид контроля осуществляется на станках с контурным управлением.

- Контроль достижения управляемым рабочим органом положения, заранее заданного по программе. Применяется в станках с позиционным программным управлением. При этом нет необходимости в информации о перемещении рабочего органа станка; достаточно иметь сигнал о достижении заданного положения.

- Контроль заранее установленного соответствия нескольких движений управляемых рабочих органов при числовом регулировании взаимосвязанных движений в станках, например, при контроле перемещения стола и вращения шпинделя детали (в винторезных станках) или вращения шпинделя инструмента и шпинделя детали (в зуборезных станках).

Все виды контроля осуществляются с помощью измерительных систем путевого контроля, входящих в ИИС, которые применяются в замкнутых системах ЧПУ в качестве устройств обратной связи, выдающих информацию о величине фактического перемещения или положения рабочих или исполнительных органов.

Многообразие задач путевого контроля и различные требования, предъявляемые к точностным характеристикам при обработке детали, определяют различное построение систем путевого контроля с использованием различных типов первичных измерительных преобразователей (датчиков ОС), воспроизводящих непосредственно информацию о движении или положении рабочих органов. К измерительной системе при этом предъявляются требования сочетания высокой разрешающей способности (до 1 мкм) с большой величиной контролируемого перемещения (до 1 м и более). В большинстве случаев в информационно-измерительной системе не обходятся одним измерительным преобразователем, а применяют многоотсчетные измерительные системы, состоящие из 2-3 каналов отсчета. При этом одно устройство (точное) обеспечивает однозначность отсчета с большой разрешающей способностью на малой длине (например, индуктосин 2,54мм или 15⁰), а второе (грубое), устройство позволяет определить зону измерения в пределах всего измеряемого перемещения. Грубые отсчетные устройства обычно включают преобразователь линейного перемещения в круговое и круговой (угловой) преобразователь.

7.2 Датчики положения в электроприводах электромеханических систем

В настоящее время все более широкое распространение получают системы управления по положению: позиционирования, слежения. Они находят применение в системах с ПУ, роботах, транспортирующих устройствах и другом АО. В этой связи главная обратная связь в приводах (электромеханических системах АО) строится по положению (привод подачи – привод коррекции), и решающее значение приобретает датчик положения.

Рассматривая электропривод как замкнутую систему управления, можно показать, что измерительно-преобразовательная часть (ИПЧ) привода, обеспечивающая в контуре управления обратную связь (метрологическую интерструктуру), является в значительной мере определяющей в обеспечении качества его работы: от обратной передаточной функции ИПЧ зависит чувствительность привода, погрешность отработки его выходного параметра; ИПЧ обеспечивает статический коэффициент привода и статическую точность, обуславливает вид частотных характеристик привода – амплитудно-частотная характеристика привода. $W(j\omega) \approx 1/W_{ИПЧ}(j\omega)$. Требования к системам обратных

связей электропривода очень высокое, с учетом их роли в обеспечении качества работы привода. В особенности построения ОС, и в первую очередь ОС по положению и скорости, обусловлены спецификой привода:

Во-первых, электроприводы должны обеспечивать очень высокую точность перемещения.

Во-вторых, электроприводы металлорежущих станков работают в широком диапазоне изменения скоростей перемещения исполнительных органов станка (10000:1 и более), что в абсолютных величинах для скоростей, приведенных к валу двигателя, составляет 0,1...1000об/мин и более.

И, наконец, в-третьих, в станкостроении применяют реверсивные электроприводы, обеспечивающие прямое и обратное перемещение исполнительных органов станка.

Все это и предопределяет три основные, специфические для систем обратной связи электроприводов металлорежущих станков, задачи, решаемые в процессе их создания:

- повышение точности формирования информационного сигнала о параметрах движения;
- уменьшение дискретности информационного сигнала;
- формирование информации о направлении перемещения исполнительного органа станка.

7.3. Классификация и сравнительный анализ датчиков положения

Основой измерительных систем путевого контроля, дающих текущую информацию в привод подач (коррекции), являются измерительные преобразователи (датчики) перемещения (ДП). Конструкция такого ИП включает первичный преобразователь-источник информации о текущих перемещениях рабочих (измерительных) органов АО или их положении и измерительную часть преобразования исходного информационного сигнала ИП в цифровой (код) для введения информации в ЭВМ или иные вычислительные устройства.

Автоматизация производственных процессов

На рис. 84 приведена классификация датчиков перемещения (положения) по различным признакам, характеризующие их ПП, конструкцию, вид выходного электрического сигнала и информативный параметр последнего.

ДП могут получать информацию как о линейных, так и об угловых перемещениях контролируемого органа.

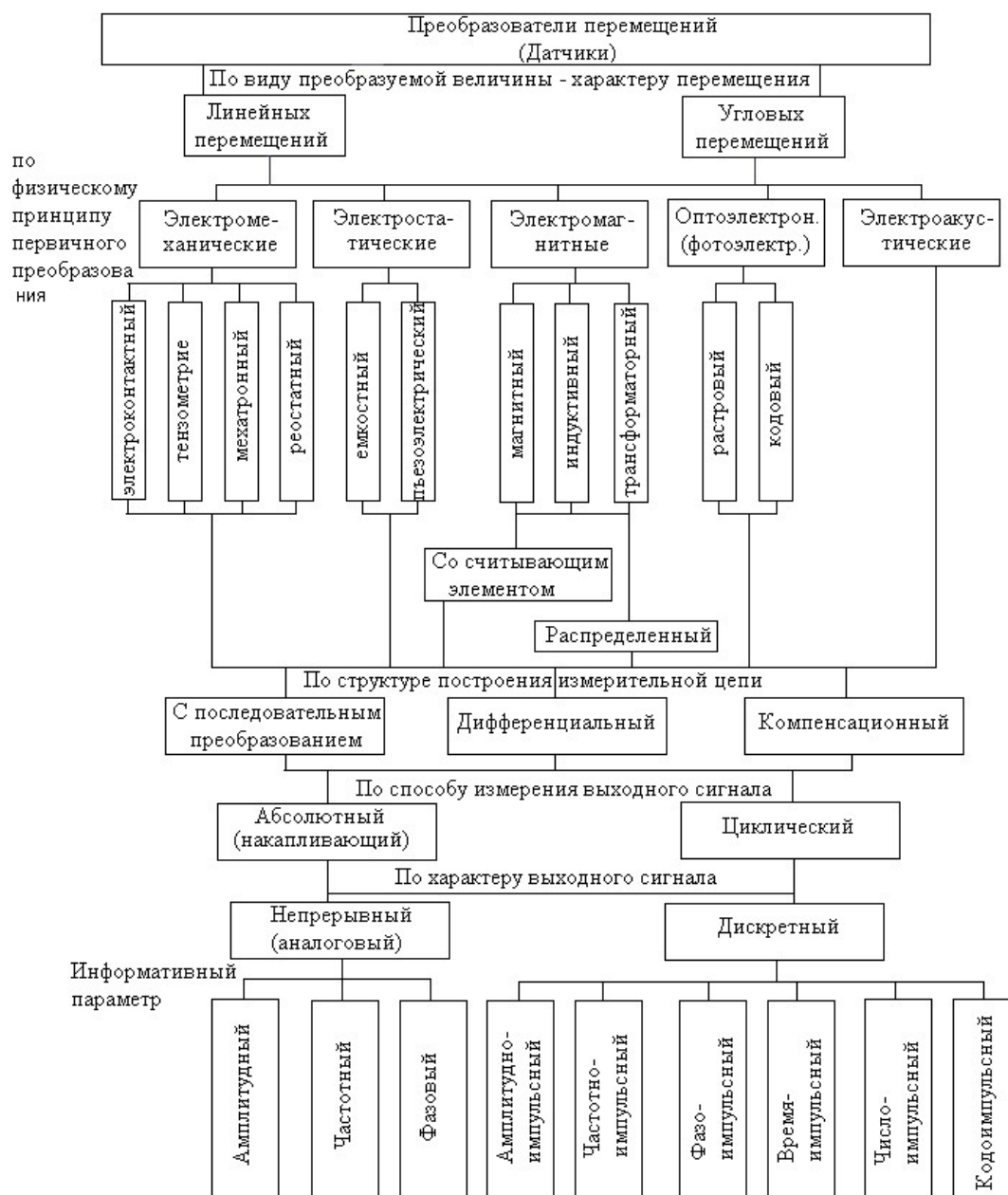


Рис. 84. Классификация датчиков положения

По физическому признаку действия чувствительного элемента все датчики разделяют на:

- фотоэлектрические (оптоэлектронные), использующие эффект периодического изменения освещенности;
- электростатические: емкостные, основанные на периодическом изменении емкости, и пьезоэлектрические (появление электрического заряда на поверхности пьезоматериалов при их деформации);
- электромагнитные, использующие эффект периодическом изменении индуктивности или взаимоиндуктивности;

Автоматизация производственных процессов

- электроакустические, основанные на эффекте изменения энергии поверхностной акустической волны или на изменении пути ее прохождения;

- электромеханические: электроконтактные, использующие эффект резкого изменения сопротивления парных электроконтактов при замыкании и размыкании; реостатные (линейное изменение сопротивления); механотронные, основанные на механическом управлении электронным током электровакуумных приборов путем непосредственного механического перемещения их электродов; тензометрические, основанные на изменении сопротивления при деформации.

Конструкция этих ПП может предусматривать наличие считывающих элементов наряду с обычными (традиционными) конструкциями.

Используемые для реализации датчиков положения (ДП) на базе рассмотренных ПП структурные схемы могут быть компенсационными, дифференциальными или с последовательным преобразованием. Измерение выходного сигнала ДП может проходить в режиме накопления (абсолютные – накапливающие ДП) или циклически, причем выходной сигнал может быть непрерывным (аналоговым) или просто дискретным.

Особенное внимание следует уделять правильному выбору информативного параметра выходного сигнала ДП. Так, для аналогового сигнала такими параметрами могут быть его амплитуда, частота или фаза. При дискретной форме представления информации, когда носителем модулированного сигнала является импульсная последовательность, с исследуемым параметром оборудования (или процесса) объекта может быть связана амплитуда, частота следования или фаза импульсов, их длительность, число. В импульсной последовательности может быть реализован код, несущий информацию.

Все ДП имеют определенные общие критерии оценки качества и сравнения: величина контролируемого перемещения, абсолютная погрешность измерения (точность измерений), чувствительность, порог чувствительности, стабильность работы преобразователя. Все указанные характеристики относятся не только непосредственно к ДП, но и определяются характеристиками всей измерительной системы путевого контроля. Вводится понятие дискретности по времени и перемещению.

Часто для характеристики системы путевого контроля и ДП вводится особый параметр - разрешающая способность – минимальная величина перемещения, информация о котором может быть выдана в процессе контроля (дискретность).

В зависимости от конкретных условий применения ДП на станках с ЧПУ к ним могут дополнительно применяться технико-экономические требования:

- соответствие определенному виду статической характеристики преобразования;

- соответствие определенным динамическим характеристикам, обеспечивающим заданные скорости перемещения и затухающий характер переходных процессов с минимальным значением постоянной времени;

- обеспечение контроля перемещений как при измерении приращений перемещения, так и при абсолютных измерениях;

- возможность применения на различных типах станков с ЧПУ в режиме контурной обработки и позиционирования;

- минимальная зависимость параметров от влияния внешних дестабилизирующих факторов (температуры, влажности, давления, вибраций и ударов, электрических полей и т. д.);

- технологичность конструкции при серийном изготовлении;

- удобность монтажа на станке;

Автоматизация производственных процессов

- большой срок службы и обеспечение надежности при работе в условиях цеха (наработка на отказ не менее 4000-5000 часов);
- небольшие габариты, вес, стоимость.

В зависимости от требований к точности металлорежущих станков с ПУ различные требования предъявляются и к точностным характеристикам ДП.

Если обобщить основные требования, предъявляемые к ДП, то их можно разделить на конструктивные – габариты, масса, пространственное положение, эксплуатационные – максимальная скорость контролируемых перемещений, их максимальная величина, входные электрические параметры и др., метрологические – погрешность и дискретность.

Конструктивные требования обусловлены как типом самого ДП, так и типом использующего его АО.

В режиме эксплуатации ДП должен обеспечивать контроль при скоростях до 0,25-0,35 м/с для линейных и до 30об/мин для круговых перемещений при максимальных контролируемых линейных перемещениях до нескольких тысяч миллиметров. Для круговых (угловых) перемещений максимальная величина не ограничивается.

Дискретность (разрешающая способность) ДП должна составлять от долей до единиц микрометров для линейных перемещений и от долей до единиц угловых секунд – для круговых.

В зависимости от класса станка погрешность измерения положения с помощью ДП не должна превышать 45% от предельной погрешности станков класса С, 35% для станков классов А и В и не более 30% для станков класса П и Н, то есть класс точности выбираемого ДП должен соответствовать или быть выше класса точности станка.

Если рассматривать ДП в полном объеме, то следует обратить внимание на то, что дискретность ДП обеспечивается как его ПП, так и в большей степени измерительной частью его или цепи ОС, в то время как за погрешность измерения отвечает в основном ПП датчика.

Наибольшее применение из всех перечисленных при классификации датчиков, в станках с ЧПУ нашли фотоэлектрические импульсные ДП и индуктивные: вращающиеся трансформаторы (резольверы), сельсины, индуктосины (круговые и линейные).

Для станков класса точности Н и П применяют круговые оптические ДП (типа ВЕ-178) и резольверы, для станков класса А и В – линейные оптические (типа ВЕ-164) и индуктосины. Дискретность и погрешность перемещения зависят от класса точности ДП. Наиболее высокую точность и наименьшую дискрету имеет 6 класс, а самые низкие показатели – 1 класс.

Технические характеристики наиболее часто используемых в станкостроении ДП приведены в табл. 3.

Автоматизация производственных процессов

Тип датчика	Обозначение датчика	Класс точности	Дискретность в комплекте УЧПУ	Максимальное контролируемое перемещение, м	Максимальная скорость контролируемого перемещения	Шаг меры	Габаритные размеры, мм
Линейный индуктосин	ДЛП	3-1	0.001 мм	3,5 (обеспечивается стыковкой линеек)	20 м/мин	2 мм	Головка 100x73x9,8; мера 250x58x9,5
Импульсный, фотоэлектрический, круговой	ВЕ-178	1	1/100-1/2500 об	Не ограничивается	24 м/мин	1 об	Ø57x93
Круговой индуктосин	ПКИ	4-2	0,36 угл. С		30 об/мин	1/180 об	Статор Ø178x8; ротор Ø148x8
Резольвер	ПМБ-1	1	0,01 мм		3000 об/мин	1 об	Ø88x66
Бесконтактный сельсин	БС-155	1	3,6 угл. С		2500 об/мин	1 об	Ø48x73
Линейный растровый	LS	6-1	0,005 мм	3,04	48 м/мин	0,02 мм	--
Круговой растровый	Rod	6; 5	1/360-1/3600 об	Не ограничивается	До 12000 об/мин	--	

Таблица 3. Технические характеристики некоторых типов датчиков перемещения

7.4. Первичные преобразователи датчиков перемещения

Наиболее широкое развитие в станкостроении получили **растровые фотоэлектрические датчики**. Принцип действия растрового фотоэлектрического датчика линейных перемещений поясняет рис. 85, а.

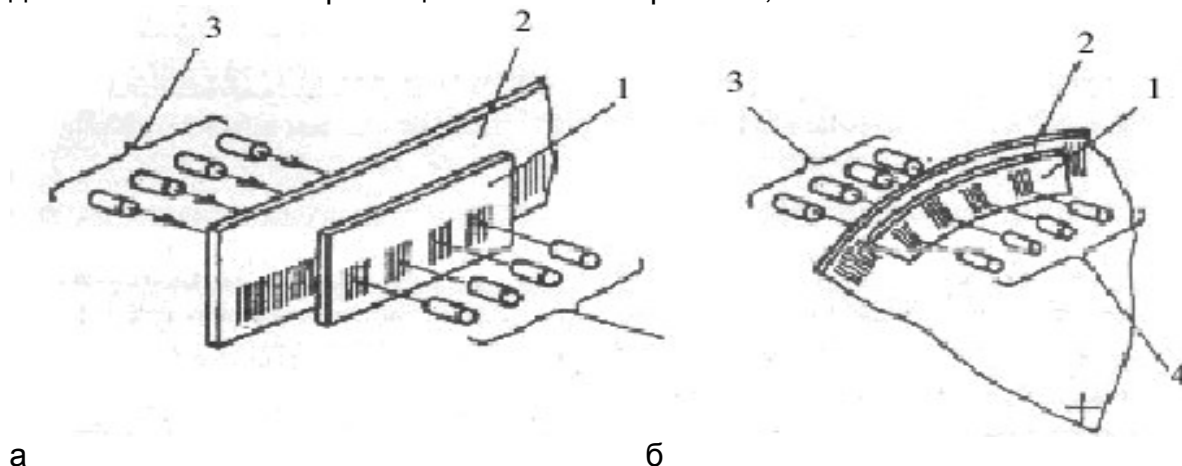


Рис. 85. Растровое преобразующее звено линейного (а) и кругового (б) фотоэлектрического датчика

Автоматизация производственных процессов

Основой растрового фотоэлектрического датчика служит растровое сопряжение (модулятор), состоящий из короткой 1 и длинной 2 линейки с нанесенными на них шкалами. На короткой (индикаторной) линейке нанесены четыре группы штрихов со смещением шага на $1/4$ шага шкалы, что обеспечивает повышение точности датчика, уменьшение дискретности информационного сигнала и возможность определения направления перемещения. При взаимном перемещении короткой и длинной линейки происходит модуляция светового потока светодиодов 3, который воспринимается фотоприемниками 4. В качестве фотоприемников используются фотодиоды или фототранзисторы. Попарное включение фотоприемников в разностную схему обеспечивает два выходных гармонических сигнала – синусный и косинусный, смещенные на $1/4$ шага шкалы. Шкалы обычно выполняются с 50 штрихами на 1 мм длины, для высокоточных измерений шаг составляет 0,05...0,01 мм, что не обеспечивает требуемую выходную дискретность датчика без использования специального электронного блока.

По такому же принципу работают и угловые фотодатчики (рис. 85, б). При этом в угловых фотодатчиках необходимо обеспечить стыковку вала датчика с подвижным элементом станка с несоосностью порядка 0,1 мм, что обеспечивается сильфонными или мембранными муфтами.

Применение в угловых датчиках четырех съемников обеспечивает помимо указанных преимуществ также уменьшение влияния эксцентриситета установки измерительного раstra при попарном расположении их через 180° по окружности.

Шаг нарезки шкалы не должен быть менее десятков микрон, в противном случае картина растрового сопряжения теряет четкость, так как в этом случае увеличивается влияние перекоса штрихов и как следствие этого искажается форма выходного сигнала. Вместе с тем увеличение шага шкалы увеличивает цену импульса датчика, а значит и его погрешность дискретности и ухудшает динамические свойства.

Погрешность ПП датчика в основном определяется погрешностью нанесения шага шкалы и правильностью формы выходного сигнала, так как этим определяется погрешность внутришагового деления.

В качестве электромагнитного датчика наиболее широкое распространение получил вращающийся трансформатор (ВТ), который представляет собой индукционную микромашину с неявно выраженными полюсами, выходное напряжение которой является функцией входного напряжения и угла поворота ротора. При этом зависимость от входного напряжения линейная, а от угла поворота ротора – синусная или косинусная (рис. 86).

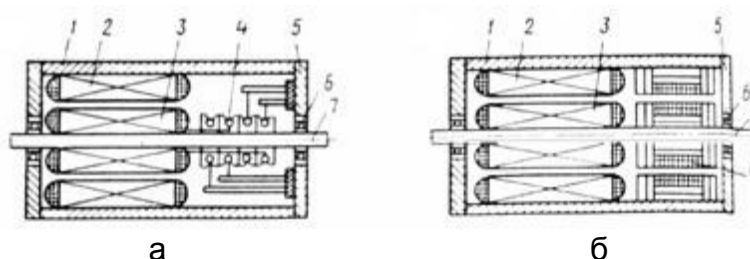


Рис. 86. Схема устройства контактного (а) и бесконтактного (б) вращающихся трансформаторов:

1 – корпус; 2 – статор; 3 – ротор; 4 – щеточно-коллекторный узел; 5 - фланец; 6 – подшипник; 7 – вал; 8 – кольцевой трансформатор.

На статоре и роторе вращающегося трансформатора размещены по две одинаковые обмотки с пространственным сдвигом друг относительно друга на 90° .

Автоматизация производственных процессов

Обмотки статора, к которым подводится напряжение, называются одна – обмоткой возбуждения, а вторая – компенсационной, входные обмотки ротора, с которых снимается выходной сигнал, синусной и косинусной. Следует отметить, что при работе ВТ в режиме непрерывного вращения ротора, что, как правило, характерно для металлорежущих станков, обмотку возбуждения располагают на роторе, а синусную и косинусную на статоре, что позволяет в два раза уменьшить число контактных колец щеточно-коллекторного узла.

Различают два режима работы вращающегося трансформатора – фазовый и трансформаторный.

В фазовом режиме, который в большинстве случаев и используется в датчиках положения, обмотки статора запитываются переменным синусоидальным напряжением, сдвинутым по фазе для каждой из обмоток на угол 90° (это напряжение получается расцеплением опорного напряжения в специальном устройстве – фазорасцепителе). Такая система катушек образует вращающееся магнитное поле, которое является круговым и вращается с угловой частотой, равной угловой частоте тока ω . При этом в роторных обмотках наводится ЭДС той же частоты, но сдвинутая на угол поворота ротора α , то есть выходное напряжение с роторных обмоток меняется по закону синуса и косинуса и с учетом принципа суперпозиции:

$$U_{\sin} = kU_m \sin(\omega t + \alpha) \text{ – для синусной обмотки,}$$

$$U_{\cos} = kU_m \cos(\omega t + \alpha) \text{ – для косинусной обмотки,}$$

где k – постоянный коэффициент.

Если одно из напряжений, питающих статорную обмотку, принять за опорное, то фазовый сдвиг выходных сигналов обмоток ротора соответствует его угловому смещению α , то есть ВТ, ротор которого кинематически связан с узлами станка, осуществляет измерительное преобразование перемещения узлов станка в фазомодулированный сигнал, сдвиг фазы которого соответствует величине перемещения.

Из принципа действия вращающегося трансформатора следует, что за один оборот ротора с синусной или косинусной обмоток снимается один период напряжения. Это не обеспечивает требуемой дискретности формирования выходного сигнала. Учитывая, что шаг ходового винта составляет 10 мм, а требуемая дискретность – 0,01 мм, для ее обеспечения необходимо увеличивать редукцию между вращающимся трансформатором и подвижными элементами станка так, чтобы суммарная электрическая (деление фазы на 100 или 200) и механическая редукции обеспечили бы требуемую дискретность измерения – тысячекратное деление фазы.

Чаще всего вместо механической дополнительной редукции, вносящей существенную погрешность, используют многополюсные индукционные преобразователи – редусины или специальные электронные блоки АЦП выходных сигналов ВТ с обеспечением цифрового выхода при необходимой дискретности информации.

Редуктосины (редусины), которые представляют собой многополюсный вращающийся трансформатор с P пар полюсов по окружности статора 1 (рис. 87, а). На каждом полюсе расположены обмотки возбуждения a , b и выходная обмотка c . Обмотки возбуждения соединены через полюс, и фазы питающих их напряжений смещены на 90° .

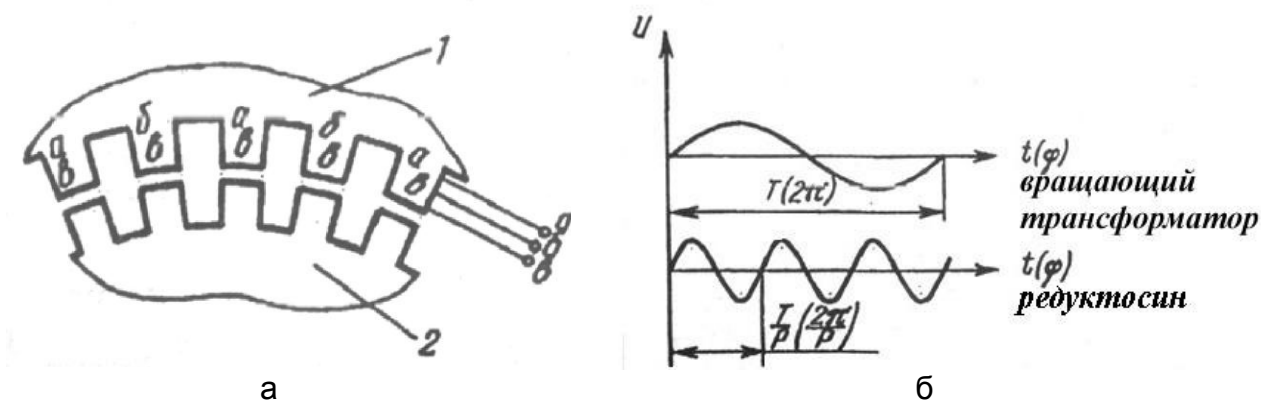


Рис. 87. Элемент конструкции редуктосина (а) и вид выходных напряжений ВТ и редуктосина (б)

Соединение обмоток обеспечивает чередование соседних полюсов. При работе редуктосина в режиме фазовращателя фаза его выходного сигнала определяется угловым положением ротора 2 (по аналогии с вращающимся трансформатором).

При этом за один период питающего напряжения магнитное поле повернется на угол $2\pi/P$, а не на 2π , как это имеет место у вращающегося трансформатора, а значит и фаза выходного напряжения изменится на угол 2π при повороте ротора на угол $2\pi/P$, то есть смещение выходного сигнала у редуктосина по фазе в P раз больше угла поворота его ротора (рис. 87, б).

В металлорежущих станках также применяют в качестве датчиков обратной связи индукционные электрические машины с тремя расположенными по окружности статора одинаковыми обмотками – сельсины.

Если в системах автоматики сельсины работают, как правило, в паре (сельсин-датчик, сельсин-приемник), то в станках роль сельсина-датчика выполняет цифроаналоговый преобразователь, который в соответствии с кодом программы формирует напряжения на статорные обмотки в зависимости от требуемой величины перемещения. В сельсинах угол поворота ротора, как и во вращающемся трансформаторе, преобразуется в сдвиг фаз выходного и опорного напряжений.

$$U_{\text{вых}} = kUm(\sin \omega t + \alpha)$$

В настоящее время в качестве датчика обратной связи применяются сельсины разных типов, и в частности бесконтактный сельсин модели БС-155А, имеющий номинальное напряжение питания 100 В при частоте 400 (500) Гц, максимальное выходное напряжение 62-70 В. Его погрешность в трансформаторном режиме – до 60 угл. мин.

Кроме относительно большой погрешности, достигающей в общем случае $1,5^\circ$, сельсины сложны по конструкции, их стоимость больше, чем, например, вращающегося трансформатора. Они имеют относительно сложную схему формирования измерительной информации и, как вращающийся трансформатор, не охватывают обратной связью пару винт-гайка. Поэтому в настоящее время все более широкое распространение в качестве датчика обратной связи получает **индуктосин – многополюсный вращающийся трансформатор с печатными обмотками**. Он отличается высокой точностью и надежностью, а также такими факторами, как малая потребляемая мощность и хорошая воспроизводимость

Автоматизация производственных процессов

характеристик, относительная простота конструкции (технологичность) и малые геометрические размеры, а значит, и удобство встройки в станок.

Индуктосин является высокоточным датчиком обратной связи. Его погрешность – несколько угловых секунд (2-5с) для угловых и несколько тысячных долей миллиметров (2-5 мкм) для линейных перемещений.

Круговой индуктосин представляет собой два диска из изоляционного материала, один из которых - статор - неподвижно закрепляется на станке, а второй - ротор - кинематически связан с подвижным элементом станка. Ротор поворачивается относительно статора на измеряемый угол. На торцевых поверхностях дисков, обращенных друг к другу, печатным способом наносятся обмотки, представляющие собой ряд токопроводящих пластин - проводников с явно выраженными лобовыми участками (рис. 88). Конструктивно индуктосин имеет две первичные многополюсные обмотки (рис 88 а) и одну вторичную (рис 88 б).

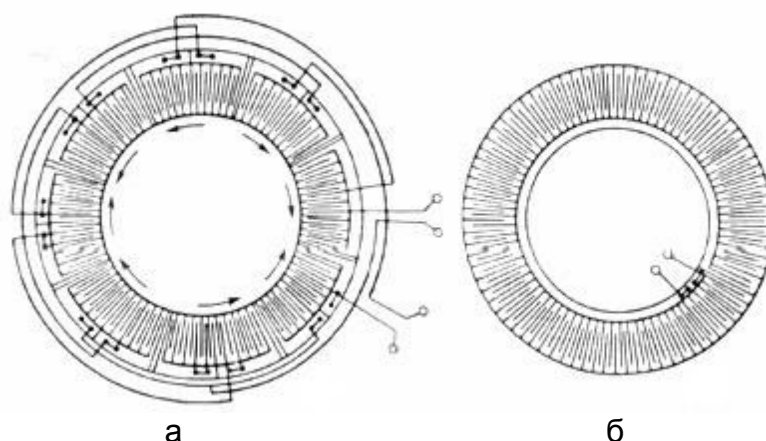


Рис. 88. Круговой индуктосин: первичная обмотка (а) и вторичная обмотка (б)

На точность работы индуктосина значительное влияние оказывают токи, протекающие в соединительных частях обмоток по внешнему и внутреннему диаметрам.

Уменьшение влияния контурных токов обеспечивают различными способами – разными диаметрами обмоток на статоре и роторе, увеличением зазора между контурными соединениями, размещением магнитной подложки в области только активных проводников, разбиением обмотки на четное число секций со встречным направлением контурных токов и тому подобное. Кроме того, магнитная подложка позволяет в несколько раз увеличить значение выходного сигнала. Так, без подложки выходной сигнал индуктосина составляет 3-5мВ, а с подложкой – 12-20 мВ.

Изготовление обмоток печатным способом обеспечивает высокую повторяемость характеристик индуктосина, малую его стоимость и снижает вероятность брака.

Слабая электромагнитная связь между обмотками индуктосина, обусловленная отсутствием выраженной ферромагнитной зубцовой зоны, ограничивает возможности миниатюризации традиционного датчика, так как уменьшение габаритов вызывает уменьшение числа пар полюсов, а значит, и активную длину проводников, что ведет к уменьшению значения выходного сигнала и к снижению точности индуктосина. Так, индуктосины с погрешностью не более 5 секунд имеют диаметр 180-240 мм, не более 10-20 секунд – не менее 120 мм и так далее.

Совершенствование технологии производства индуктосинов, и в частности промышленное освоение тонких фольгированных диэлектрических пленок,

Автоматизация производственных процессов

позволило перейти к индуктосинам с многослойными обмотками, применение которых увеличивает точность и мощность выходного сигнала, расширяет функциональные возможности индуктосинов при одновременном уменьшении их габаритов.

Частота питания индуктосина составляет 10 кГц, недопустима частота менее 2 кГц (ввиду малости в этом случае выходного сигнала) и более 20 кГц (ввиду проявления в этом случае емкостных сопротивлений и неравномерности распределения тока по сечению проводников). На частоте 10 кГц обмотки индуктосина можно рассматривать как чисто активные сопротивления, так как их индуктивность составляет несколько микрогенри при активном сопротивлении 1-5 Ом. Зазор между дисками – 0,1-0,2 мм. Так как непостоянство зазора оказывает существенное влияние на точность индуктосина, в его конструкции должны быть предусмотрены узлы для регулировки зазора. Это объясняется тем, что с увеличением зазора уровень выходного сигнала уменьшается, однако обеспечение равномерного зазора менее 0,7 мм с целью увеличения сигнала представляет значительные технологические трудности.

В ряде стран проводятся работы по миниатюризации индуктосина. В этой связи появились так называемые модульные индуктосины, сущность которых заключается в том, что их многослойные обмотки уложены в пазы зубчатого набираемого сердечника, причем каждый зубцовый элемент содержит слой обмотки и слой сердечника. Эти индуктосины обладают высоким потокоцеплением между обмотками статора и ротора и увеличенным уровнем выходного сигнала за счет ферромагнитной зоны. Модульные индуктосины уступают по точности индуктосинам с многослойными обмотками, но имеют существенно меньшие габариты – их диаметр может быть уменьшен до 30-60 мм.

Линейный индуктосин, кроме конструктивного исполнения, аналогичен круговому. Линейный индуктосин имеет две линейки – длинную 1 и короткую 2 (головку считывания) (рис. 89).

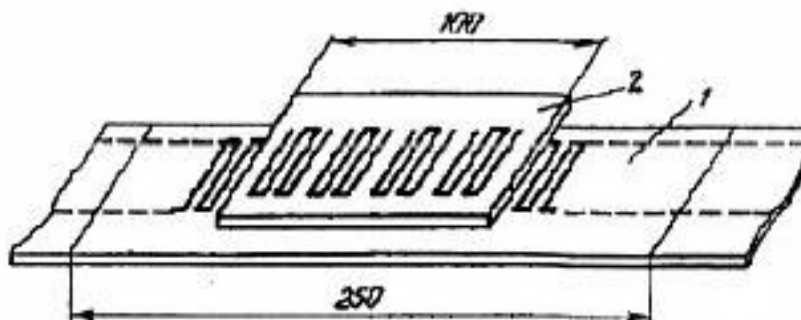


Рис. 89. Линейный индуктосин

Длинная линейка устанавливается на неподвижной части станка и имеет однофазную многополюсную обмотку, головка считывания устанавливается на подвижной части станка, величину линейного перемещения которой необходимо измерить, и имеет двухфазную обмотку. При перемещении подвижной части станка подвижная линейка имеет возможность перемещаться параллельно с постоянным зазором относительно неподвижной линейки. Обычно длина линейки равна 250 мм, а головки - 100 мм. Для измерения перемещений больше 250 мм унифицированные линейки стыкуют по торцам, при этом образуется наборная шкала.

В зависимости от способов питания первичных обмоток возможны два режима работы индуктосинов:

Автоматизация производственных процессов

- при питании первичных обмоток напряжениями, амплитуды которых изменяются по синусоидальным и косинусоидальным законам, а фазы совпадают, индуктосин работает в режиме пульсирующего поля. В этом случае амплитуда ЭДС, индуцированная во вторичной обмотке, является функцией перемещения обмоток относительно друг друга;

- при питании первичных обмоток напряжениями равных амплитуд, но сдвинутыми по фазе на 90 градусов, индуктосин работает в режиме вращающегося поля. В этом случае амплитуда ЭДС, индуцированная во вторичной обмотке, остается неизменной, а фаза является функцией перемещения обмоток относительно друг друга.

Соответственно первый режим работы индуктосина является амплитудным, второй - фазовым.

В электроприводах металлорежущих станков индуктосин может работать, как и вращающийся трансформатор, в амплитудном и фазовом режимах. Однако его чаще используют в фазовом режиме, то есть на обмотку статора подают синусоидальные напряжения, сдвинутые на 90^0 друг относительно друга, а с однофазной обмотки ротора снимается напряжение, фаза которого, как указывалось выше, определяет угловые положения ротора.

Сопоставляя электромагнитные и фотоэлектрические датчики положения, необходимо отметить следующее.

Технология изготовления фотоэлектрических датчиков и в первую очередь модуляторов светового потока значительно сложнее, чем электромагнитных. При изготовлении дисков и линеек фотоэлектрических датчиков применяют оптическое стекло с высокими требованиями к качеству его поверхности. Механическая обработка оптического стекла значительно сложнее, чем механическая обработка металла, из которого выполнены электромагнитные датчики. Кроме того, частота нанесения штрихов модулятора фотоэлектрических датчиков – от 50 до 1000 штрихов на 1 мм в зависимости от типа модулятора, затрудняет возможность применения наиболее точного и простого способа контактной печати с эталонного негатива, как это имеет место, например, при изготовлении индуктосина.

С точки зрения надежности электромагнитные датчики обладают рядом преимуществ перед фотоэлектрическими из-за большей механической прочности и малой вероятности шунтирования (для индуктосинов) соседних проводников печатных обмоток, расстояние между которыми составляет единицы миллиметров по сравнению с вероятностью загрязнения штрихов, расстояние между которыми составляет единицы – десятки микрометра (для фотоэлектрического ДП).

С целью повышения технологичности изготовления и надежности фотоэлектрические датчики, как правило, выполняют с числом штрихов, существенно меньшим, чем это возможно в соответствии с оптическими характеристиками модулятора. Так, например, в широко распространенных в станкостроении круговых фотоэлектрических датчиках ВЕ-51 и ВЕ-178 число штрихов на оборот составляет 1000-2500.

Фотоэлектрические датчики представляют собой и более сложную конструкцию, чем электромагнитные, так как в фотоэлектрических датчиках более сложная система считывания, требующая, как правило, специальной оптической аппаратуры, применяются дополнительные решетки для обеспечения интегрального эффекта, более жесткие требования к узлам, обеспечивающим пространственное положение модулятора. В электромагнитных датчиках за счет усреднения положения нулевых точек при переходе от цикла к циклу эти требования существенно ниже.

Автоматизация производственных процессов

С точки зрения экономичности следует отметить, что более сложная в большинстве случаев конструкция, применение прецизионных делительных машин для изготовления модуляторов фотоэлектрических датчиков, большая сложность их юстировки предопределяет и большую стоимость фотоэлектрических датчиков по сравнению с электромагнитными.

Вместе с тем фотоэлектрические ДП, выпускаемые серийно, имеют и ряд решающих преимуществ перед электромагнитными, которые и обусловили их широкое распространение в настоящее время в станкостроении. В первую очередь это существенно меньшая (в десятки и сотни раз) цена импульса и более высокая точность за счет импульсной формы представления информации, а не аналоговой, характерной для электромагнитных датчиков и являющейся источником существенных погрешностей при реализации в системах обратных связей электроприводов динамических систем, которыми являются металлорежущие станки.

Обобщенные точностные возможности датчиков разных типов (без учета погрешности дискретности) представлены в табл. 4, из которой следует, что принципиально возможно достижение посредством электромагнитных и фотоэлектрических датчиков очень высокой точности измерения при условии малости погрешности дискретности.

Таблица 4. Обобщенные точностные возможности датчиков

Тип датчика	Погрешность измерения	
	(0-1)'	(1-60)'
Вращающийся трансформатор		_____
Редуктосин	_____	_____
Сельсин		_____
Индуктосин	_____	
Фотоэлектрический	_____	_____
Кодовый	_____	
Растровый	_____	_____

7.5. Цифровое преобразование аналоговой информации первичных преобразователей.

Первичные преобразователи перемещений (положения) являются аналоговыми преобразователями, формирующими на выходе гармонический сигнал. Для использования информации этого сигнала в средствах вычислительной техники при выработке управляющего воздействия на исполнительные органы АО следует преобразовать аналоговый информационный сигнал в дискретный и закодировать его. Эти операции наряду с вспомогательными операциями по уменьшению дискреты и увеличению точности преобразования выполняются в специальных электронных блоках, включающих усилители, формирователи и логические схемы. На выходе ДП после указанных выше преобразований получается нормированный сигнал, содержащий информацию о величине и направлении перемещения в форме, соответствующей стандартам на системы УЧПУ.

Импульс формируется при достижении периодическим гармоническим сигналом определенного уровня, чаще всего нулевого, то есть один – два импульса за период (рис. 90)

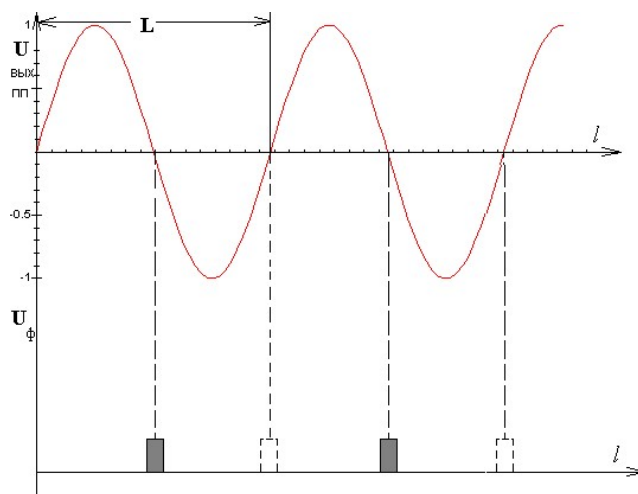


Рис. 90. Формирование импульсной последовательности ИЗ гармонического выходного сигнала ПП

(l - линейное перемещение, L - перемещение, соответствующее периоду изменения гармонического сигнала ПП).

Импульсный сигнал формировать целесообразно, когда максимальна крутизна периодического сигнала, так как пороговое устройство, формирующее импульсы, имеет определенный (фиксированный) порог чувствительности.

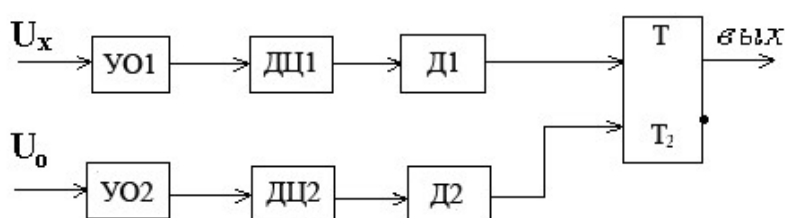
$$\left| \frac{dU_{\text{вых}}}{dl} \right| = \frac{d \left| A \sin \frac{2\pi}{L} l \right|}{dl} = A \frac{2\pi}{L} \cos \frac{2\pi}{L} l$$

Автоматизация производственных процессов

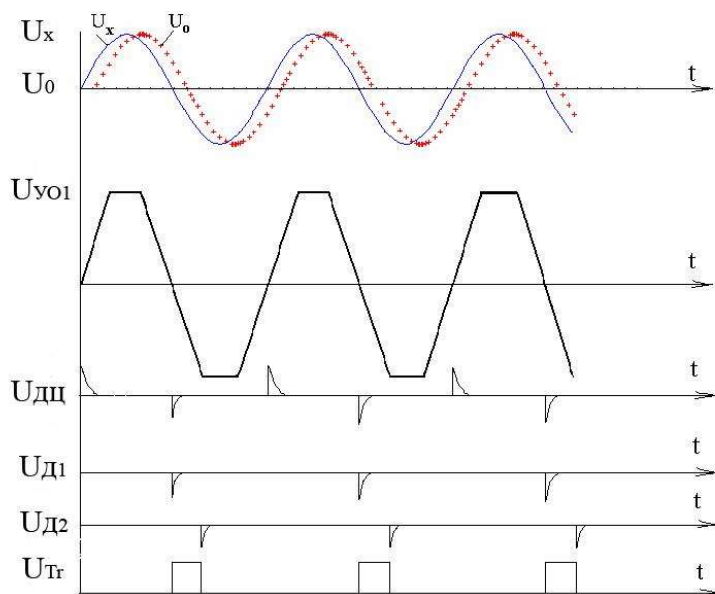
Максимум функции получается при $l=nL$, $n=0; 1,5; 1; 1,5; 2$.

Существенным требованием к пороговому устройству является стабильность крутизны фронта гармонического сигнала. При этом форма сигнала практически не имеет значения, поэтому ограничивают его амплитуду.

Блок формирования импульсной последовательности из гармонического сигнала чаще всего включает: усилитель, ограничитель, дифференцирующую цепь, детектор и триггер. На рис. 91, а показана структурная схема устройства формирования импульсной последовательности, несущей информацию о сдвиге фаз между двумя гармоническими сигналами – U_0 – опорным и U_x – информационным. В этом случае имеем два аналогичных усилителя – формирователя, содержащих усилитель – ограничитель УО, дифференцирующую цепь ДЦ и детектор Д колебаний. На рис. 91, б показаны временные диаграммы процесса формирования импульсной последовательности блоками устройства (сигнал U_{o2} и $D_{ц2}$).



а



б

Рис. 91. Структурная схема усилителя – формирователя (а) и временные диаграммы (б).

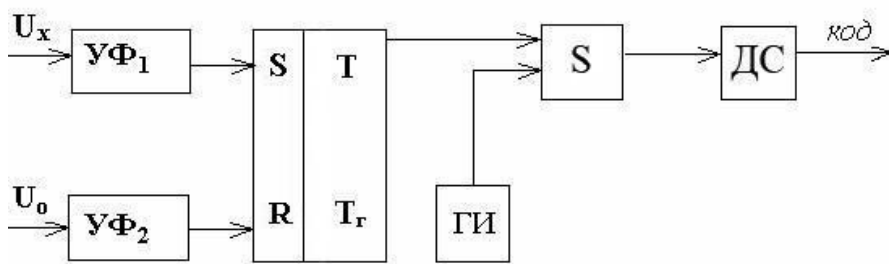
Описанные выше блоки формирователей используют как в циклических, так и в накапливающих ДП.

7.6. Компоновка типовых датчиков перемещений

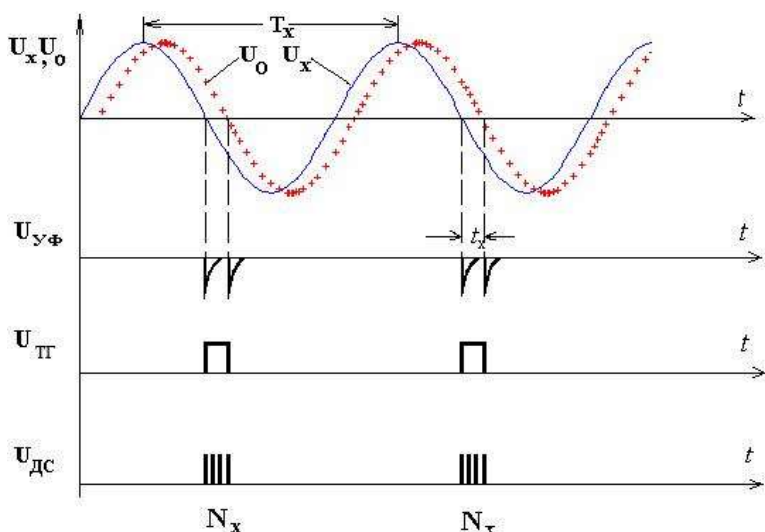
Фазовый циклический преобразователь угла в код на базе сельсина с промежуточным преобразованием сдвига фаз во временной интервал

При использовании в качестве первичного преобразователя сельсина, расположенного на контролируемом валу, с его выходной обмотки снимается напряжение U_0 , фаза φ которого изменяется пропорционально углу поворота вала α_x без изменения модуля амплитуды сигнала $U_c = k \cdot U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi)$.

Информационным признаком контролируемого перемещения (углового) становится разность фаз φ_x сигнала с обмотки сельсина U_x и опорного сигнала U_c той же частоты и амплитуды, но неизменной фазы (φ_0). Полный цикл изменения фазы соответствует одному обороту ротора. Далее происходит преобразование разности фаз во временной интервал и код (рис. 92).



а



б

Рис. 92. Угловой ДП на базе сельсина в качестве первичного преобразователя:

Автоматизация производственных процессов

а - функциональная схема, б - временные диаграммы: УФ – усилитель - формирователь, Тг – триггер, S – ключ, ГИ – генератор счетных импульсов, ДС - двоичный счетчик.

ДП осуществляет ряд последовательных преобразований: $\alpha_x \rightarrow \varphi_x \rightarrow t_x \rightarrow N_x \rightarrow$ код.

Как уже было показано выше, усилители – формирователи в ДП с помощью усилителей – ограничителей увеличивают крутизну гармонических сигналов в области перехода их через 0 и ограничивают амплитуду, чтобы расположение выходных импульсов УФ не зависело от амплитуды U_x . Фронт сигналов дифференцируют с помощью дифференцирующих устройств с выделением импульсов одной полярности, которые подают на триггер Шмитта для формирования четкого фронта сигнала, управляющего ключом S. Длительность сформированного триггером сигнала равна t_x ; в течение этого временного интервала через открытый ключ от генератора счетных импульсов ГИ импульсы частотой f_0 поступают на двоичный счетчик, кодирующий сигнал в ПДК.

Число пришедших на ДС импульсов $N_x = \frac{t_x}{T_0} = t_x \cdot f_0$. Угол сдвига фаз φ_x связан с t_x зависимостью $\varphi_x = \frac{2\pi}{T_x} t_x$, где T_x – период частоты f_x сигналов U_x и U_0 . Из последнего выражения $t_x = \frac{\varphi_x \cdot T_x}{2\pi} = \frac{\varphi_x}{2\pi \cdot f_x}$. Таким образом, $N_x = \frac{\varphi_x}{2\pi} \cdot \frac{f_0}{f_x}$, откуда $\varphi_x = 2\pi \cdot \frac{f_x}{f_0} \cdot N_x = \eta \cdot N_x$, где $\eta = 2\pi \frac{f_x}{f_0}$ - постоянный коэффициент.

Рассмотренный ДП обладает всеми погрешностями АЦП временного интервала плюс погрешности, которые вносит усилитель формирователь, формирующий импульсы, ограничивающие временной интервал f_x .

Фазовый циклический угловой ДП на базе вращающегося трансформатора с промежуточным преобразованием во временной интервал

Первичным преобразователем угла поворота вала двигателя в электрический сигнал является синусно-косинусный ВТ, работающий в фазовом режиме и расположенный на валу контролируемого двигателя. На выходе СКВТ имеем два гармонических сигнала (рис. 93):

Автоматизация производственных процессов

$$U_{\sin} = k U_m \sin(\omega t + \alpha_x) \text{ и } U_{\cos} = k U_m \cos(\omega t + \alpha_x)$$

где k – постоянный коэффициент, U_m и ω – амплитуда и частота питающего напряжения соответственно, α_x – угол поворота вала (фаза напряжения).

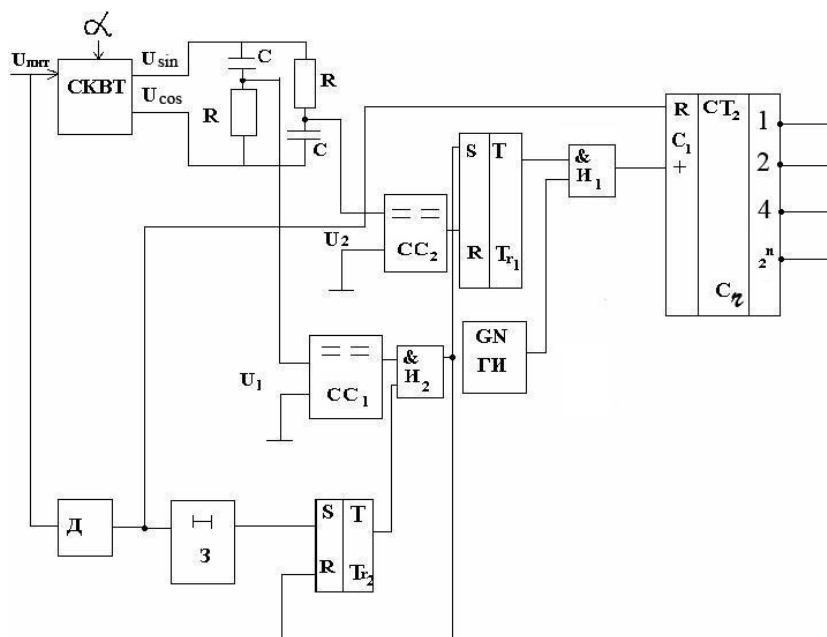


Рис. 93. Схема углового ДП на базе вращающегося синусно-косинусного трансформатора (СКВТ).

$U_{пит}$ – напряжение питания; U_{\sin} , U_{\cos} – выходные напряжения СКВТ; U_1 , U_2 – напряжение на выходе фазосдвигающей цепи (ФСЦ); CC_1 , CC_2 – компараторы, $T_{Г1}$, $T_{Г2}$ – триггеры; I_1 , I_2 – ключи; ГИ – генератор счетных импульсов; Сч – двоичный счетчик; Д – датчик циклов; З – схема задержки.

Как и в рассмотренном выше ДП на базе сельсина, в ДП с СКВТ происходит последовательное преобразование угла сдвига фаз между вспомогательными напряжениями U_1 и U_2 , сформированными ФСЦ, представляющей небалансный мост переменного тока (фазовращатель), во временной интервал t_x , фиксируемый с помощью двух компараторов CC_1 и CC_2 , и далее – аналого-цифровое преобразование временного интервала в код с помощью триггера $T_{Г1}$, ключа I_1 , генератора счетных импульсов ГИ и двоичного счетчика Сч (СТ2).

Различие данного ДП и ДП на основе сельсина в том, что в последнем угол сдвига фаз формируется между выходным сигналом сельсина и вспомогательным напряжением U_o , для получения которого нужен специальный стабильный источник питания, а в рассматриваемом ДП два выходных сигнала с обмоток СКВТ – U_{\sin} и U_{\cos} подают на ФСЦ (фазосдвигающая цепь), в которой параметры подобраны так, что $R \cdot C \cdot \omega = 1$; при этом на ее выходе имеем U_1 и U_2 , сдвиг фаз между которыми $\varphi_{1,2} = 2\alpha_x - \frac{\pi}{2}$.

Автоматизация производственных процессов

Именно этот сдвиг фаз, несущий информацию об угле поворота вала, на котором расположен ротор СКВТ, с помощью двух компараторов преобразуется во временной интервал t_x , как рассмотрено ранее. Преобразование угла в код производится АЦП, реализующим метод последовательного счета импульсов от ГИ, заполняющих временной интервал t_x .

В схему включен датчик циклов Д, с помощью которого устанавливаются в нулевое состояние двоичный счетчик СТ2 в начале каждого цикла – периода питающего напряжения или интервала, кратного этому периоду, если производится преобразование с усреднением. Сигнал датчика в каждом цикле после некоторой задержки (схема задержки 3) переводит триггер Тг₂ в единичное состояние, что подготавливает схему И₂ для подачи старт – импульса. После подачи старт – импульса триггер Тг₂ переходит в нулевое состояние, не давая возможность ложному старт – импульсу пройти на схему в тот же цикл преобразования.

Описанный метод преобразования угла в код широко используется из-за доступности, т.к. весьма распространены ВТ, имеющиеся на станках, как датчики следящей системы.

Недостатки метода:

- отсутствие однозначности в определении входного угла в пределах полного оборота ротора ВТ. Этот недостаток исключается при введении схемы формирования признака полупериода по показаниям счетчика и знакам U_1 и U_2 .

- низкая точность преобразования из-за влияния неустойчивости частоты питающего напряжения, т. к. при этом изменяется временной интервал t_x . Устраняется относительным измерением: определяется частное от деления показаний счетчика и числа, пропорционального периоду питающего напряжения (дополнительный счетчик).

- влияние конструктивных погрешностей в основном от перпендикулярности обмоток ВТ. Вводят схемы усреднения показаний.

Увеличение точности преобразования фазы в код методом усреднения

Метод преобразования фазы в код (угла в код), рассмотренный нами ранее, носит название метода измерения мгновенного значения фазы, т.к.

$\varphi_x = 2\pi \cdot \frac{f_x}{f_0} \cdot N_x$ - определяется в каждом периоде питающего напряжения

циклически.

Автоматизация производственных процессов

В первом приближении мы считаем отношение $\frac{f_x}{f_0} = const$, что может быть выполнено при высокостабильных f_x и f_0 . Это утверждение, конечно, относительно, и нестабильность как f_0 , так в большей мере f_x вносит погрешность в определение периода T_0 и T_x , а в результате в подсчет N_x .

Использование метода усреднения фазы при построении преобразователей фаза-код (ПФК) значительно увеличивает точность преобразования (рис. 94).

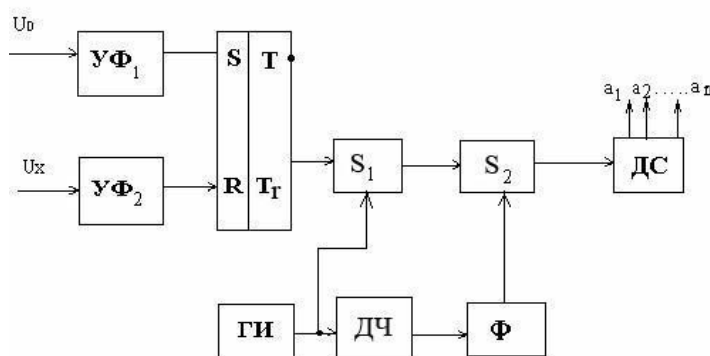


Рис. 94. Схема фазового ДП с реализацией усреднения результатов преобразования

$УФ_{1,2}$ - усилители-формирователи; Φ - формирователь; S_1, S_2 - ключи; ДС - двоичный счетчик; ДЧ - делитель частоты.

Преобразователи, в которых используется этот метод называются ПФК с постоянным временем измерения (иначе интегрирующие ПФК).

В схеме ставят дополнительный ключ, S_2 время работы которого задается ГИ через делитель частоты ДЧ и формирователь - триггер $T_{г2}$.

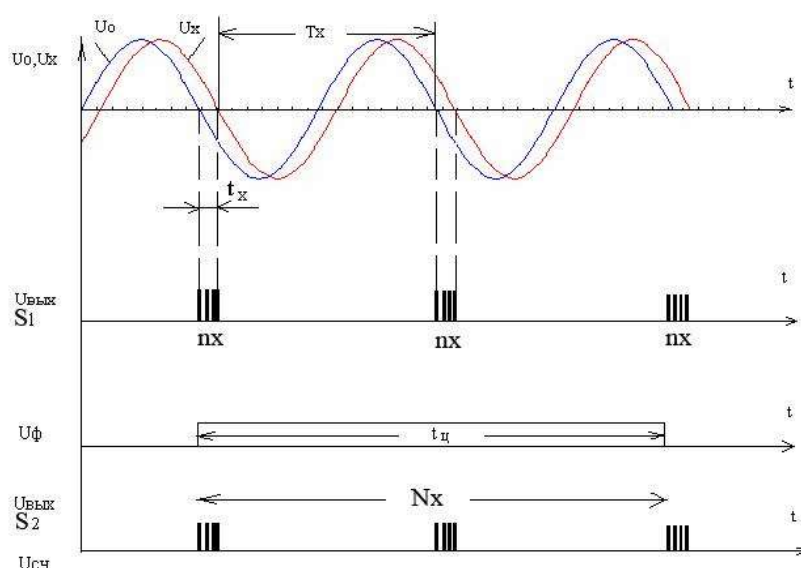


Рис. 95. Временные диаграммы ДП с усреднением результата

Автоматизация производственных процессов

фотоприемника

произойдет при перемещении раstra на величину шага. Считая число циклов, можно измерять угловые и линейные перемещения с точностью до шага раstra.

Каждый растр представляет собой комбинацию непрозрачных штрихов, нанесенных на поверхность прозрачного оптического стекла с шагом ω .

Отношение $\tau_0 = a/\omega$ (a - ширина прозрачного участка), характеризующее пропускающую способность раstra, называется **пропусканием** раstra и является его основной оптической характеристикой.

Пропускание растрового сопряжения $\tau = \Phi/\Phi_0$,

где Φ_0 - световой поток, попадающий на растр;

Φ - поток, прошедший через растр.

Соответствующим выбором параметров растрового сопряжения можно получить синусоидальный характер изменения пропускания для фотоприемника линейного ФДП (фотодатчика перемещения):

$$\tau_i = \tau_0 \left\{ 1 + m \sin \left[\Theta + \frac{\pi}{2} (i - 1) \right] \right\},$$

где $i = 1, 2, 3, 4$ - для большинства стандартных ДП;

τ_0 - постоянная составляющая пропускания;

m - коэффициент глубины модуляции;

$\Theta = (2\pi/\omega) \cdot x$ - пространственная фаза комбинационной муаровой полосы;

x - линейное перемещение измерительного раstra в пределах шага ω

В датчике обычно используется блок из 4-х фотоприемников (ФП1–ФП4) на каждый фотоприемник поступает световой поток, смещенный по пространственной фазе на $\pi/2$ рад относительно потока, предшествующего ФП. Соединяя фотоприемники попарно через один, т.е. ФП1-ФП3 и ФП2-ФП4, можно получить с выходов по два синусоидальных сигнала И1 и И2, сдвинутых по пространственной фазе на $\pi/2$ рад, несущих информацию об измеряемом перемещении x .

Аналогичные сигналы, несущие информацию об угловом перемещении, получают с блока фотоприемников плоского радиального растрового сопряжения. При этом пространственная фаза комбинационной полосы определяется выражением:

$$\Theta = (2\pi/\omega) \cdot \alpha,$$

где α - относительное угловое смещение измерительного раstra в пределах углового шага ω .

Для формирования на выходе ФДП импульсной последовательности из гармонических выходных сигналов фотоприемников используются усилители-формирователи в двух аналогичных каналах схемы (рис. 96)

Автоматизация производственных процессов

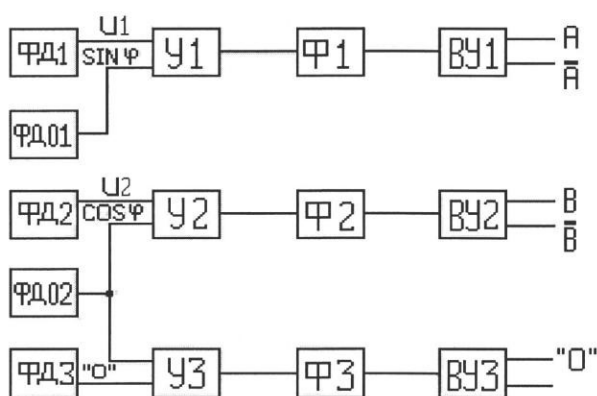


Рис. 96. Структурная схема блока формирования последовательности прямоугольных импульсов: ФД1..ФД3, ФД01, ФД02 - фотодиоды; У1..У3 - усилители; Ф1..Ф3 - формирователи; ВУ1..ВУ3 - выходные усилители.

Схема формирования импульсов содержит три канала, каждый из которых содержит входной операционный усилитель У1-У3, формирователь Ф1-Ф3, выходной каскад усиления ВУ1-ВУ3.

Сигналы с фотодиодов ФД1-ФД3 усиливаются входными усилителями, построенными на операционном усилителе К553УД1А.

На входы усилителей подаются также сигналы от опорных фотодиодов ФД01 и ФД02 для компенсации постоянной составляющей сигнала вследствие изменения светового потока лампочки. Затем синусоидальные сигналы, сдвинутые по фазе на $\pi/2$, а также сигнал отсчета, получаемый от фотодиода ФД3, подаются на входы формирователей, где преобразуются в прямоугольные импульсы, амплитуда и форма которых не зависят от изменения амплитуды синусоиды в определенных пределах. Каждому периоду синусоидального сигнала соответствует один период выходного прямоугольного сигнала.

Формирователем импульсов служит компаратор, собранный на базе интегральной микросхемы К553УД1А.

Для получения прямых и инвертированных сигналов каждого канала необходимой мощности, последние с компараторов поступают на выходные каскады усиления, выполненные на транзисторах КТ315Б.

Использование в электронной части ДП двух каналов для параллельного преобразования выходных сигналов двух групп фотоприемников, сдвинутых в пространстве друг относительно друга на $\pi/2$, дает возможность выполнить два требования, предъявляемые к датчикам перемещения в системах ОС приводов АО:

- получить сигнал, несущий информацию о направлении перемещения (в случаях реверса);
- увеличить разрешающую способность ДП по сравнению с оптическим модулятором.

Для реализации этих задач в ФДП используют специальные логические схемы. Если ограничиться лишь возможностями схемы, приведенной на рис. 97, можно получить на ее выходе последовательность импульсов, которые

Автоматизация производственных процессов

подсчитывает реверсивный двоичный счетчик, причем каждый импульс соответствует перемещению измерительного раstra на один шаг ω . Дальнейшее увеличение разрешающей способности ДП позволяют получить схемные способы дробления шага сопрягающихся растров на 4-20 частей для уменьшения самого шага. Такие растровые накапливающие преобразователи, где при перемещении измерительной решетки на один шаг на счетчик подаются 4-20 импульсов, обладают разрешающей способностью $1/4 - 1/20$ шага раstra, что соответствует 2 мкм и даже 1 мкм при использовании растров с шагом 8 мкм.

На рис. 97 представлена схема отсчетной части серийного ДП (например типа ВЕ51В), позволяющая получить разрешающую способность, равную $1/4$ шага раstra, и диаграмма последовательной обработки сигналов И1 и И2 первичного фотопреобразователя.

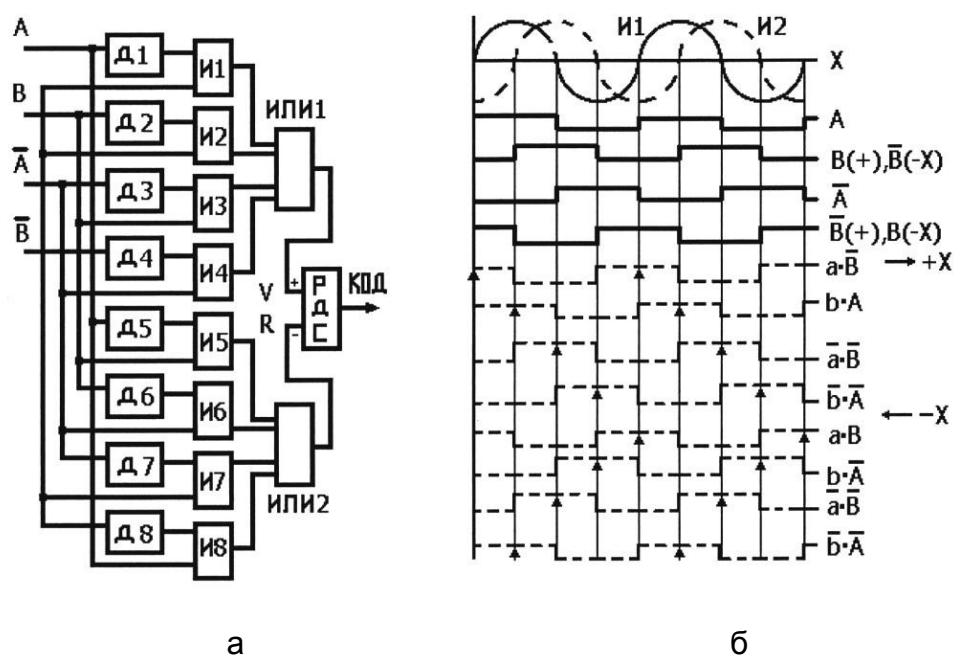


Рис. 97. Отсчетная часть ФДП:

а - структурная схема, б - диаграммы последовательной обработки сигналов И1 и И2 с фотоприемников Д1..Д8 - дифференцирующие цепочки; И1..И8-схемы "И"; ИЛИ1..ИЛИ2-схемы "ИЛИ"; РДС - реверсивный двоичный счетчик.

Автоматизация производственных процессов

Входными для отсчетной части являются выходные импульсы A, \bar{A}, B, \bar{B} формирователей в двух каналах датчика (рис. 96), три из которых сдвинуты относительно каждого предыдущего на $\pi/2$ рад. Эти сигналы служат для управления блоком реверса счетчика полос.

Для формирования импульсов сложения используются четыре схемы совпадения И1-И4. Для формирования импульсов вычитания служат схемы совпадения И5-И8, с выхода которых импульсы поступают на схему ИЛИ2. Все схемы совпадения имеют один потенциальный и один импульсный входы. На потенциальные входы схем И подаются прямоугольные напряжения A, \bar{A}, B, \bar{B} , а на импульсные входы-импульсы, полученные дифференцированием фронтов прямоугольных сигналов дифференцирующими цепочками Д1-Д8. Из диаграммы видно, что при движении измерительной растровой решетки в направлении (+X) на реверсивный счетчик РДС поступят сигналы сложения:

$$V = a \cdot \bar{B} + b \cdot A + \bar{a} \cdot \bar{B} + \bar{b} \cdot \bar{A}.$$

При движении измерительной растровой решетки в обратном направлении (-X) на реверсивный счетчик РДС поступают сигналы вычитания:

$$V = a \cdot B + b \cdot \bar{A} + \bar{a} \cdot \bar{B} + \bar{b} \cdot \bar{A}.$$

При перемещении измерительной решетки на один шаг на счетчик подаются четыре импульса, т.е. данное накапливающее устройство обладает разрешающей способностью, соответствующей 1/4 шага раstra. Путем некоторого усложнения блока выработки счетных импульсов можно получить восемь импульсов на один шаг раstra.

7.7. Кодовые преобразователи перемещений

Кодовые преобразователи реализуют третий метод кодирования сигнала - параллельное преобразование или считывание.

В этих ДП кодирование может выполняться двумя способами, реализующими метод считывания: кодирование за счет электронной схемы считывания (АЦП считывания рассматривался выше); кодирование за счет кодовой шкалы. Наиболее распространенные ДП на базе фотоэлектрических преобразователей.

Для реализации первого способа выполняют эталонную шкалу, деления которой равномерны и отличаются на квант. Входная величина одновременно сравнивается с делениями шкалы, причем сравнивающих устройств столько,

Автоматизация производственных процессов

сколько делений шкалы: при « n » разрядах выходного кода сравнивающих устройств $2^n - 1$.

Вместо одной шкалы с делениями отстоящими на квант, можно взять « n » шкал с диапазоном преобразования $2^i \cdot \omega$, где i - номер шкалы (0, 1, 2, 3 ...), ω - шаг шкалы. Метод изготовления шкал не упрощается, но упрощается кодирование, т. к. каждая шкала даст знак разряда кода, причем нужно только n сравнивающих устройств.

Преобразователь перемещения в этом случае содержит: задающий элемент (квантованную шкалу), чувствительные элементы и схему кодирования сигнала (АЦП считывания).

Кодовые преобразователи второго типа работают по принципу считывания информации с кодовой маски-шкалы. Число считывающих устройств равно числу разрядов кода - дорожек кодовой шкалы.

Фотоэлектрический кодовый ДП в этом случае состоит из задающего элемента, кодовой шкалы (диска), выполненной из оптического стекла, на которую нанесена кодовая маска в виде сочетания прозрачных и непрозрачных участков в соответствии с кодом, чувствительных фотоэлементов, расположенных по радиусу диска, и электронной схемы считывания кода. Считывание в двоичном коде происходит непосредственно с фотоприемников путем их опроса: их состояние зависит от взаимного положения их и участков подвижной шкалы (есть ток в цепи - нет тока).

Достоинства кодовых преобразователей: высокое быстродействие, малый момент инерции, малые потери на трение, малогабаритность, простота и надежность считывающего блока, высокая точность на основе совершенной технологии изготовления шкал и фотоэлементов, отсутствие АЦП.

Кодовый фотоэлектрический преобразователь угловых перемещений

Кодовый фотопреобразователь изображен на рис 98. Световой поток от источника излучения, находящегося по одну сторону от кодового диска, проходит сквозь прозрачные участки кодовой маски и щелевую диафрагму, находящуюся с другой стороны диска, и поступает на фотоприемники. Сигналы от фотоприемников в виде светового тока усиливаются (наличие сигнала – 1, отсутствие сигнала – 0).

Таким образом, каждому углу поворота соответствует своя комбинация электрических сигналов - цифровое выражение данного угла. Фотоприемники располагаются по радиусу диска вдоль диафрагмы формирующей световой луч считывания.

Автоматизация производственных процессов

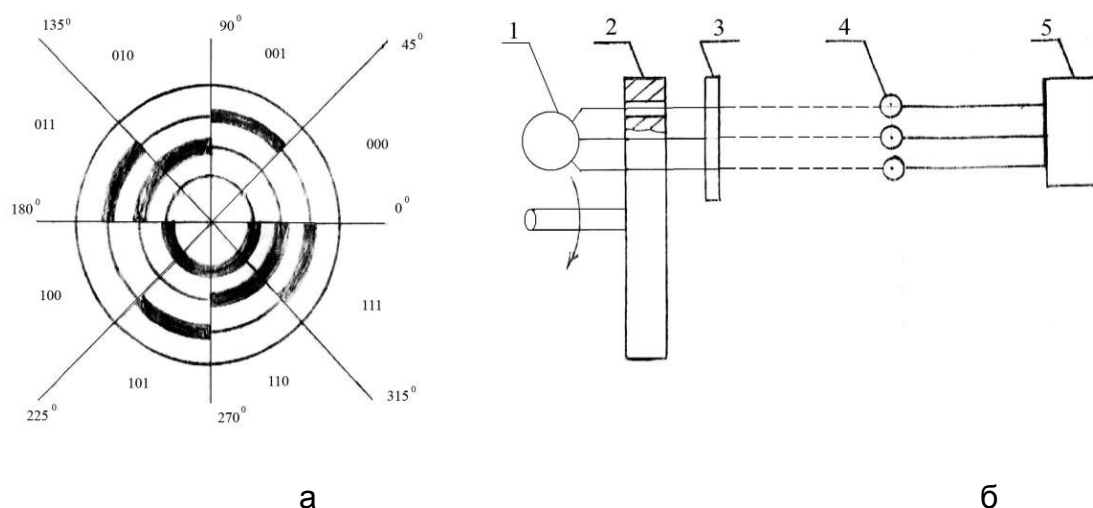


Рис. 98. Вид кодовой маски (а) и схема взаимного расположения блоков фотоэлектрического кодового ДП (б)

1 – осветитель; 2 - кодовый диск; 3 - щелевая диафрагма; 4 - блок ФП; 5 - устройство формирования кода

Диск служит для образования трехразрядного двоичного кода. При повороте диска на 45° (0 - 45) свет не падает на ФП (код 000) и т. д. . В зависимости от угла поворота диска освещен тот или иной разрядный фотоэлемент или их сочетания. Для увеличения точности диск выполняется на большее число разрядов. Известны кодирующие 19-ти разрядные диски с разрешающей способностью одна минута.

Прибор с точно изготовленным диском обладает только погрешностью дискретности в зависимости от числа разрядов.

При совпадении линий раздела диска на секторы может возникнуть погрешность считывания. При совпадении линии расположения ФП с линией, отделяющей секторы 001 и 100 могут быть образованы любые коды от 000 до 111.

Рассмотрим подробнее проблемы, связанные с неоднозначностью считывания на примере кодового ФП линейных перемещений (рис. 99).

ФП состоит из линейной кодовой шкалы (маски) с нанесенными кодовыми полями по ширине; чувствительного элемента - набора фотодиодов по числу разрядов кода, укрепленных неподвижно на ЛСК (линейке считывания кода) и осветителя. Шкала перемещается вместе с элементами оборудования, ЛСК закреплена неподвижно. Чувствительные элементы фиксируют код в виде тока по разрядам (дорожками шкалы). При одновременной смене символов кода в большом числе разрядов возможна неоднозначность считывания (сечение I) - грубые ошибки.

Автоматизация производственных процессов

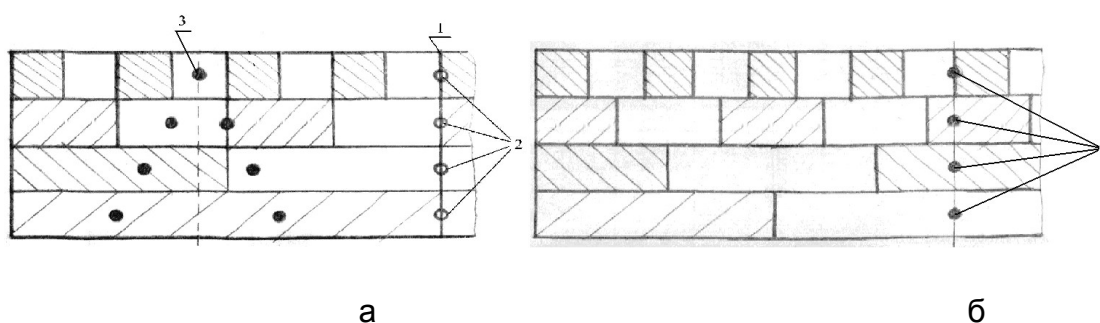


Рис.99. Схематичное изображение кодовой маски и блока фотоприемников для линейного кодового ФП: 1 – кодовая маска 4-х разрядного ПДК; 2 – линейка считывания кода; 3 – блок фотоприемников; 4 – кодовая маска в коде Грея.

Методы устранения этой погрешности.

1. Фиксирование кодовой маски в тот момент, когда ЛСК делит квант младшего разряда пополам. Такая фиксация технически затруднена при непрерывном движении (обработка изделий).

2. Выполнение кодовой маски не в ПДК, а в двоичном рефлексном коде Грея. Особенностью этого кода, как мы уже указывали выше, является то, что при переходе от одного дискретного значения к другому символ меняется лишь в одном разряде. Достоинством этого метода также является то, что при одинаковой дискретности дорожек младшего разряда число различных кодовых комбинаций по сравнению с ПДК удваивается, т. е. вес младшего разряда в 2 раза меньше, чем в двоичном коде - разрешающая способность в 2 раза выше.

Маску кода Грея можно получить из маски ПДК, если сдвинуть кодовые дорожки относительно начала отсчета в направлении положительного перемещения маски на половину «веса» предыдущего разряда (рис.99).

Код Грея можно считывать и с обычной маски ПДК, если сдвинуть чувствительные элементы относительно ЛСК на половину дискрет соответствующих разрядов. Недостаток метода необходимость дополнительного преобразования код Грея→ПДК.

3. Метод основан на использовании маски, выполненной в ПДК, и ЛСК специального вида, имеющей для каждого разряда, кроме младшего, два считывающих ФД, смещенных по линии считывания на $1/4$ шага дорожки в каждом разряде (3 на рис. 99).

Считывание производится поочередно с диодов группы А и В каждого разряда. Если в i -м разряде считан «0», то в $i+1$ разряде информация считывается с диода А, если «1», то с диода В. Таким образом, информация никогда не считывается, кроме младшего разряда, с фотоприемника, переходящего границу кода в любом из разрядов, т. е. полностью устраняемая неоднозначность считывания.

Автоматизация производственных процессов

В последние годы для создания цифровых датчиков перемещения на базе фотоэлектрических ИП начали использовать лазерные интерферометры, которые представляют собой устройства, преобразующие лазерное излучение в периодическую последовательность фотоэлектрических импульсов («световую шкалу») с пространственным периодом, кратным длине волны. Высокая точность ($\Delta \geq 0,5$ мкм/м), широкие пределы измерений (до 100 м) и малая дискретность (до 0.1 мкм) сочетаются с высокой стабильностью «световой шкалы», обеспечиваемой свойствами лазерного луча (абсолютное постоянство длины волны, отсутствие инерции, нечувствительность к механическим, тепловым и др. воздействиям).

Бесконтактный принцип измерения и модульность конструкции лазерного интерферометра позволяют разместить его модули вблизи рабочей зоны. Возможность построения двух-трех координатных измерительных систем с использованием одного лазера и возможность стыковки с серийно выпускаемыми УЧПУ и ЭВМ позволяют органично включать лазерные интерферометры в ИПС многокоординатных станков и измерительных машин.

7.8. Фазовые цифровые преобразователи, перемещений (ФПП)

Анализ рассмотренных выше АП показал, что наиболее распространенными из них являются фазовые преобразователи, которые обладают рядом преимуществ по сравнению с амплитудными, не уступая им по точности.

Информационным параметром ФПП (угловых и линейных) является сдвиг фаз между двумя периодическими сигналами; опорным и информационным, фаза которого меняется в соответствии с изменением входной величины. Построение ФПП связано с решением двух задач:

- формирование опорного сигнала;
- построение системы преобразования сдвига фаз.

Первая задача решается с использованием специальных стабилизированных источников или путем модуляции параметров сигнала по заданному алгоритму.

Вторую задачу решают рассмотренного выше АЦП сдвига фаз в код. Обобщив обширную информацию и типовых ФПП, можно провести их классификацию (рис. 100).

Автоматизация производственных процессов

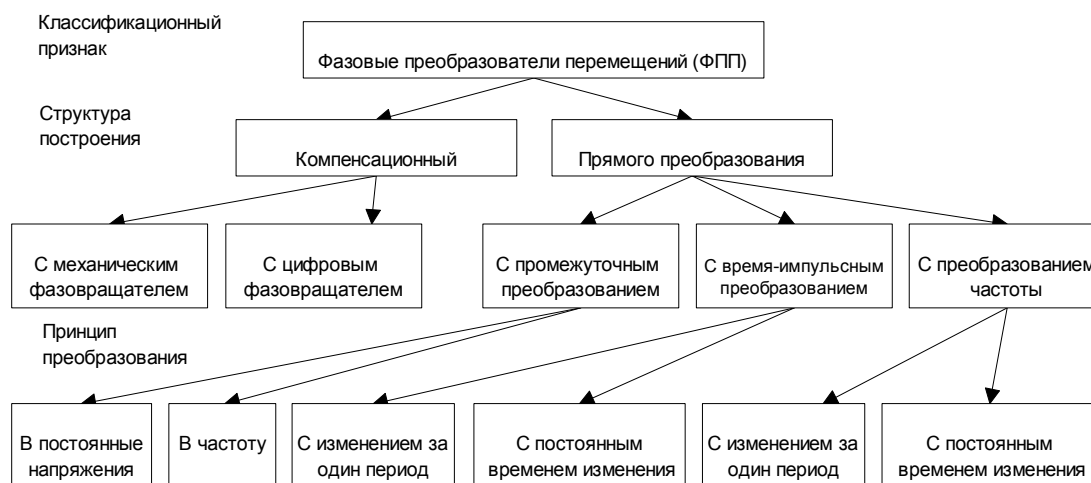


Рис. 100. Классификация преобразователей фазы-код.

Компенсационные ФПП относятся к устройствам следящего типа и основаны на уравнивании фазового сдвига с высокой помехоустойчивостью, точностью, но повышенной сложностью.

ФПП прямого преобразования относятся к преобразованиям циклического типа и разделяются на три основные группы: с промежуточным преобразованием в напряжение (частоту), с время-импульсным преобразованием и преобразованием частоты.

При достаточно высокой точности они обладают более простой в реализации схемой по сравнению с компенсационными, поэтому их используют чаще.

Из трех групп рассматриваемых ФПП прямого преобразования выделяется группа время-импульсного преобразования вследствие простоты преобразования, а также высокой точности как преобразования фазы-временной интервал, так и последующего преобразования интервала времени в код.

Известны две группы таких ФПП:

- с измерением мгновенного значения фазы, в основе которого лежит установление интервала времени между переходами исследуемых напряжений через нуль с последующим определением фазового сдвига между этими напряжениями;

- с постоянным временем измерения (интегрирующие ФПП), осуществляющие измерение усредненного значения фазового сдвига за несколько периодов исследуемого напряжения (цикл преобразования).

Автоматизация производственных процессов

Сравнительный анализ фазовых преобразователей перемещений на основе трансформаторных фазовращателей с время-импульсным преобразованием

Рассмотренная выше структурная схема ФПП, основана на методе последовательного счета импульсов, заполняющих временной интервал, обусловленный сдвигам фаз между информационным и опорным сигналами.

Функция преобразования в общем виде имеет вид: $\varphi_x = 2\pi \frac{f_x}{f_0} \cdot N_x$

В обобщенном виде схема такого ФПП представлена на рис. 101.

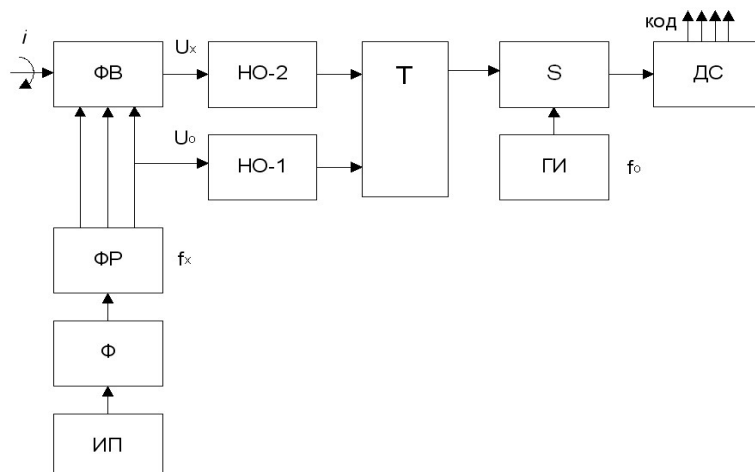


Рис. 101. Обобщенная структурная схема ФПП с время-импульсным преобразованием.

ФВ - фазовращатель, ФР - фазорасцепитель, Ф - фильтр, ИП - источник питания, НО - нуль-орган, Т - триггер, S - ключ, ДС - двоичный счетчик.

Счетчик ДС начинает работать в начале периода, определяемого нуль-органом НО-1, и останавливается в конце интервала t_x , выделяемого НО-2, пропорционального преобразуемой величине (φ). Этот временной интервал фиксируется триггером Т, управляющим элементом И (электронный ключ), через который на вход ДС поступает определенное число N_x ; счетных импульсов от ГИ.

$N_x = t_x / T_{\text{ГИ}}$. Схема дает синфазирование счетчика с периодом U_0 питающего напряжения.

Основным недостатком этой распространенной схемы, как уже показано выше, является нестабильность $f_x(\omega)$, $f_0(\omega)$. Для устранения недостатка необходима либо стабилизация этих частот, либо синхронизация. Последнее более предпочтительно, так как отпадает необходимость в точных стабилизаторах частоты.

Синхронизация может быть достигнута либо умножением f_x , либо делением f_0 . Первый путь отражен на рис.102. На выходе умножителя частоты формируется сигнал с частотой $\omega_{\text{уч}} = \alpha \cdot \omega_x$, где α - коэффициент пересчета.

$$\varphi = 2\pi \frac{f_x}{f_0} \cdot N_x = 2\pi \frac{f_x}{\alpha \cdot f_x} \cdot N_x = \frac{2\pi}{\alpha} \cdot N_x$$

Автоматизация производственных процессов

Схема дает синфазирование счетчика ДС с периодом питающего напряжения U_0 и синхронизацию f_x и f_0 .

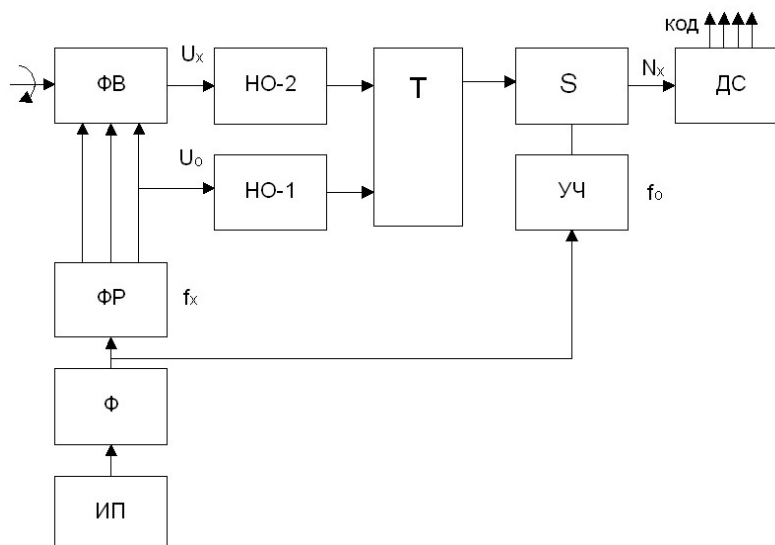


Рис. 102. Схема ФПП с синхронизацией f_x и f_0 путем умножения f_x (схема 2):

УЧ - умножитель частоты.

В схеме 3 (рис. 103) предложена реализация второго пути синхронизации - путем деления f_0 .

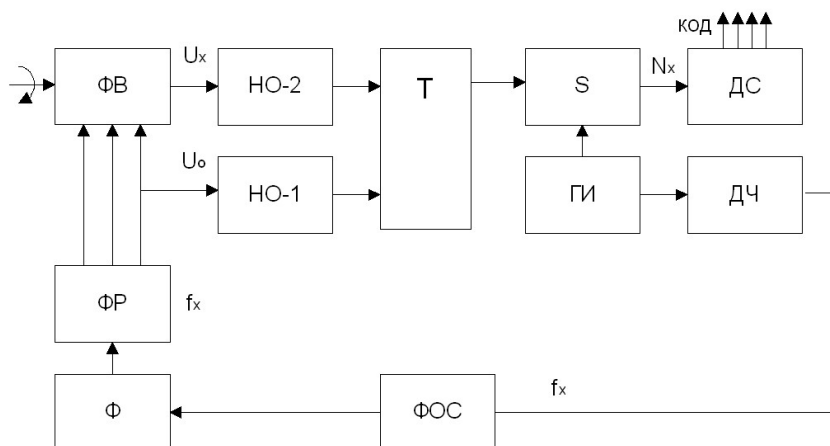


Рис. 103. Схема ФПП с синхронизацией f_x и f_0 путем деления f_0 (схема 3):

ДЧ - делитель частоты; ФОС - формирователь опорного напряжения.

Выходное напряжение ДЧ как напряжение питания через фильтр Ф и фазорасцепитель подаётся на ФВ.

$$\omega = \frac{\omega_{zu}}{\alpha} = \omega_{оч}, \varphi = 2\pi \frac{f_0}{\alpha \cdot f_0} \cdot N_x = \frac{2\pi}{\alpha} \cdot N_x$$

Схема дает синфазирование счетчика с периодом U_0 и синхронизацию f_x и f_0 .

Автоматизация производственных процессов

Сигнал с выхода ДЧ может использоваться не только для литания ФВ, но и для фиксирования начала временного интервала, при этом отпадает необходимость в одном из нуль-органов. Схема дает синхронизацию f_x и f_0 , но без синфазирования U_0 с ДС (счетчика с периодом питающего напряжения (схема 4, рис. 104).

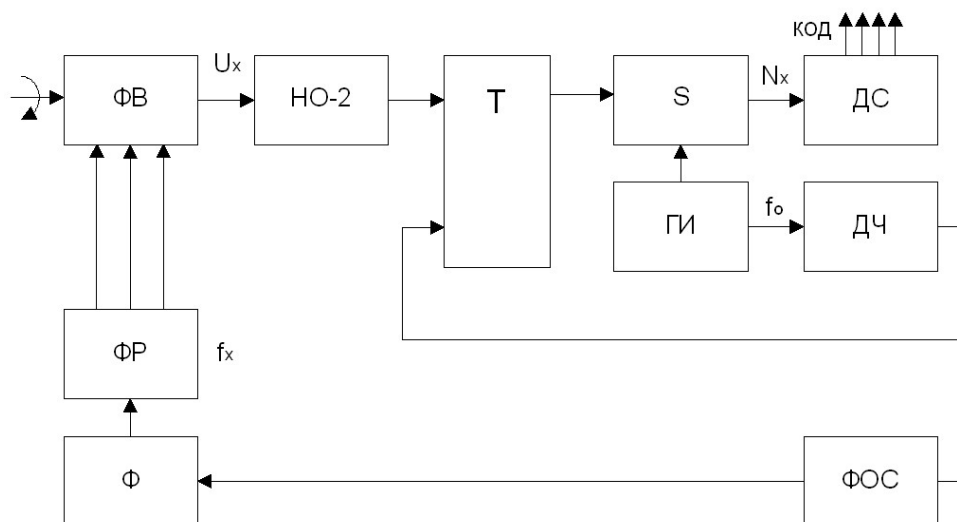


Рис. 104. Схема ФП с синхронизацией f_x и f_0 без одного из нуль-органов (схема 4).

Схемы 3 и 4 могут использоваться лишь для маломощных ФВ, так как малой мощностью обладает ГИ, использующийся как ИП.

Объективная оценка (теоретическая и экспериментальная) различных вариантов АЦП (АВ. Косинский, В.Р. Матвеевский, А.А. Коломонов. "АЦП перемещений" - М.: "Машиностроение", 1991), показала, что погрешность преобразования ΔN_x , в зависимости от характера источников первичных погрешностей может быть представлена двумя составляющими: ΔN_{x1} - составляющей, зависящей от нестабильности параметров аналоговых элементов (источника питания, фазовращателя, фильтра) и составляющей ΔN_{x2} , зависящей от нестабильности параметров дискретных элементов (нуль-органов, триггера, ключа, ДС, ГИ).

$$\Delta N_x = \Delta N_{x1} + \Delta N_{x2}$$

Анализ показывает, что первая погрешность и определяет значение погрешности преобразования. Вторая на современном этапе развития электроники может быть снижена до приемлемого значения.

Точность АЦП всех четырех вариантов в большой мере зависит от точности фазовращателя. Точность АЦП без синхронизации частот зависит, кроме того, от нестабильности f_x и f_0 . Точность АЦП с синхронизацией частот, но без синфазирования сигналов U_x и U_0 зависит от нестабильности фазовых сдвигов фильтра и фазорасцепителя.

Наименьшую точность преобразования АЦП обеспечивает фазовый АЦП с синфазированием и без синхронизации частот (схема 1), а наибольшую точность – с синфазированием счетчика с периодом питающего напряжения и синхронизацией частот (схемы 2, 3). Однако, эти схемы характеризуются и

Автоматизация производственных процессов

наибольшей сложностью их реализации, причём с делителем частота более проста, чем с умножителем, если не используются мощные фазовращатели.

По разобранным выше правилам могут строиться АЦП параллельного считывания. В схеме, показанной на рис. 105, двоичный счетчик выполняет функцию преобразователя временного интервала в код и одновременно делителя частоты с коэффициентом пересчёта равным 2^n , где n - число разрядов счетчика.

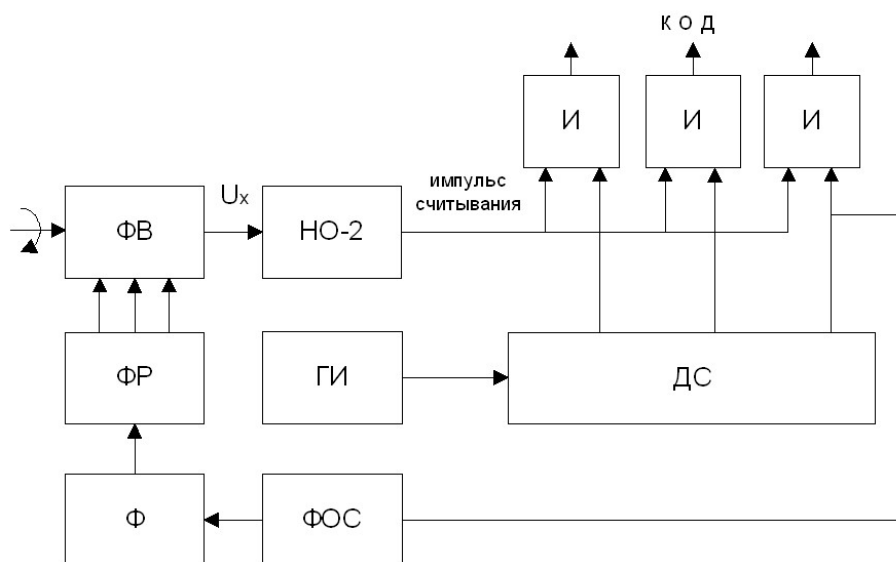


Рис. 105. Схема с параллельным считыванием кода:

И - схема совпадения "И"; ДС - двоичный счетчик.

Съем информации осуществляется по сигналу НО2 с помощью элементов совпадения И без остановки счётчика.

Основной недостаток схемы в ограниченной точности из-за влияния дестабилизирующих факторов на частотно-зависимые цепи АЦП и частоту ГИ, и тем самым - на фазовый сдвиг сигналов U_x и U_0 , а также сложностью реализации схемы для мощных фазовращателей (рис.106).

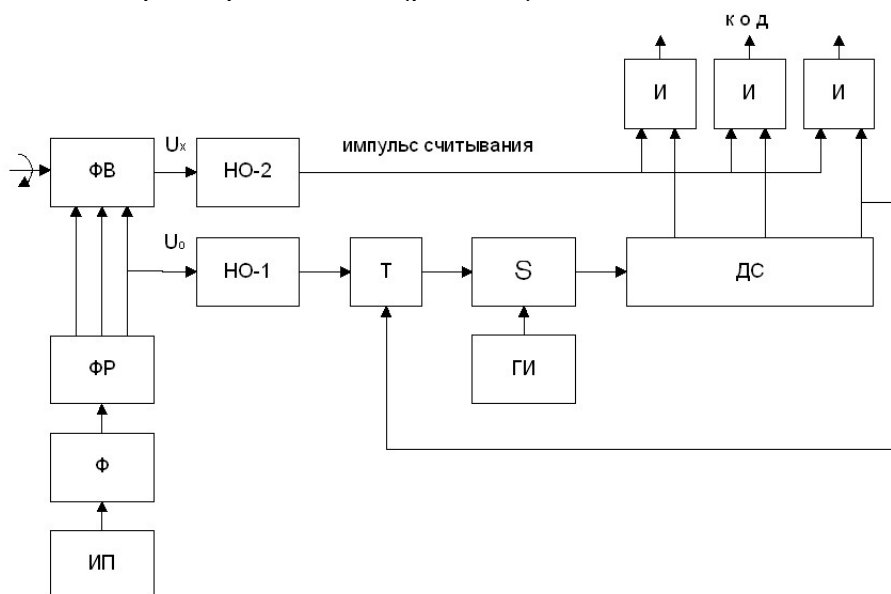


Рис. 106. Схема ФПП для мощных фазовращателей

Работа схемы начинается с момента срабатывания триггера от сигнала Н01 и оканчивается при переполнении ДС. По сигналу производят считывание информации. Основной недостаток схемы прежний - погрешность из-за нестабильности питания и ГИ. Достоинства - простота реализации, наличие отдельного источника питания. Эту погрешность можно устранить методами, рассмотренными для последовательного считывания кода; можно также использовать методы автоматической коррекции частоты.

ФПП с промежуточным преобразованием фазы

Преобразователи такого типа по способу формирования кодового сигнала разделяются на две группы: преобразователи фаза - постоянное напряжение - код и преобразователи фаза - частота - код.

ФПП с промежуточным преобразованием фазы в напряжение

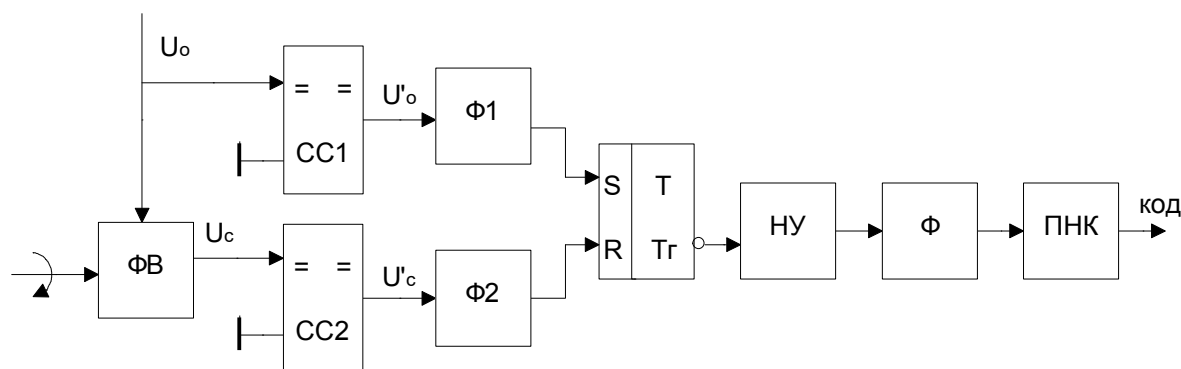


Рис. 107. Схема ФПП с промежуточным преобразованием фазы в напряжение

В схеме (рис.107) осуществляется формирование временного интервала, пропорционального измеряемому перемещению, как в ФПП время-импульсного типа. Формирователи $\Phi 1$ и $\Phi 2$ вырабатывают прямоугольные импульсы, фронт которых совпадает по времени с моментами перехода через 0 измеряемых сигналов U_0 и U_c .

На выходе триггера Т формируются импульсы, длительность которых пропорциональна временному интервалу, определяемому сдвигом фаз между питающим ФВ напряжением U_0 и его выгодным сигналом U_c . Нормирующее устройство НУ в соответствии с заданными значениями, например U_{\max} и U_{\min} ограничивает максимальное и минимальное значение выходного напряжения триггера Т. Для обеспечения необходимой точности преобразования на выходе устройства НУ ставится фильтр Ф, снижающий пульсации напряжения, поступающего на вход ПНК. Постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра Ф пропорциональна длительности импульсов с триггера Т, т.е. фазовому сдвигу. Следовательно, на выходе ПНК при соответствующем выборе значений нормализующих напряжений U_{\max} и U_{\min} можно получить непосредственный

Автоматизация производственных процессов

отсчет (при использовании ЦВ) в любых единицах измерения измеряемого фазового сдвига или код, связанный с величиной последнего.

Точность данного метода преобразования определяется тремя основными погрешностями:

- погрешностью преобразования фаза-временной интервал;
- погрешностью ПНК;
- погрешностью преобразования временной интервал - постоянное напряжение.

Последняя погрешность полностью определяется точностью поддержания максимального и минимального уровней импульсного напряжения, что обеспечивается использованием НУ и Ф. Для обеспечения погрешности ФПП, не превышающей 0,1%, необходимо поддерживать ограничения выходного напряжения триггера на уровне U_{\max} и U_{\min} с погрешностью, меньшей 0,02%. Дальнейшее ужесточение требований к точности ФПП практически невыполнимо из-за нормализующего устройства.

Носителем информации в этом случае перед преобразованием в код служит питающее напряжение.

В общем случае преобразователь ФПП с промежуточный преобразованием фазы В
напряжение представляет собой комбинацию преобразователя фаза - временной интервал и ПНК напряжение - код.

ФПП с промежуточным преобразованием фазы в частоту следования счётных импульсов.

Если в общем случае ПФК с промежуточным преобразованием фазы в постоянное В
напряжение представляет сочетание преобразователя фазы во временной интервал с цифровым вольтметром, то рассматриваемый ПФК представляет сочетание такого же преобразователя фаза - временной интервал и цифрового частотомера.

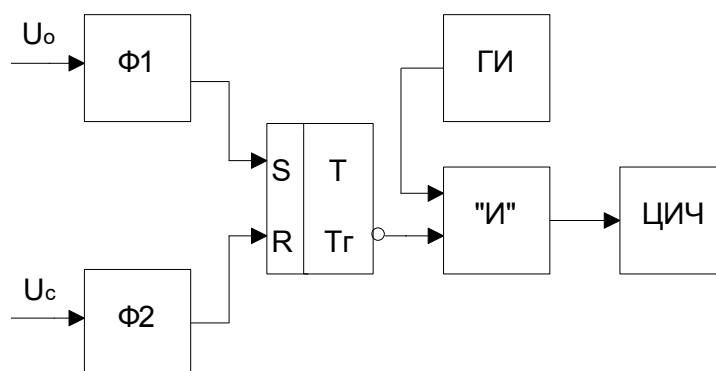


Рис. 108. Схема ФПП с промежуточным преобразованием фазы в частоту:

ЦПЧ - цифровой преобразователь частоты

Формирователи $\Phi 1$ и $\Phi 2$ с триггером T создают последовательность импульсов с длительностью, равной интервалу времени задержки U_c по отношению к U_0 , определяемому фазовым сдвигом этих сигналов по отношению друг к другу. Эта последовательность одновременно со счетными (квантующими импульсами от ГИ), как и в схеме импульсного АЦП поступает на ключ I , а на его выходе образуется последовательность "пачек" импульсов.

Измеряя количество счетных импульсов за определенный период (фиксированный) можно получить показания, пропорциональные измеряемому перемещению. Частота следования импульсов связана с их числом за определенный период (t_y).

$$f_1 = N_1 / t_y$$

$$f_2 = N_2 / t_y$$

$$N_1 = n_{x1} \cdot m$$

$$N_2 = n_{x2} \cdot m$$

$$N_1 < N_2$$

$$f_1 < f_2$$

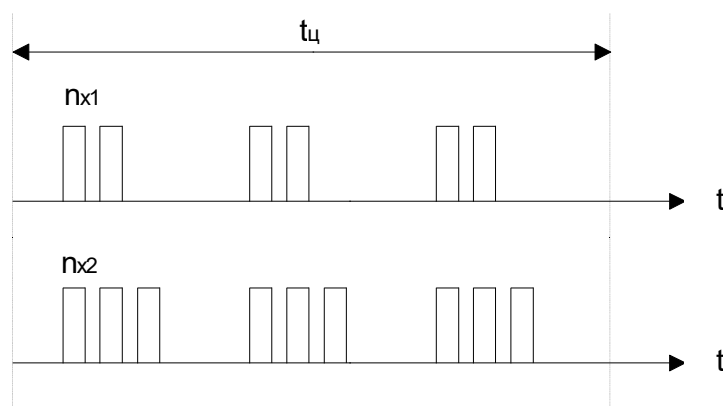


Рис. 109. К вопросу связи числа счетных импульсов за t_y с частотой их следования

Автоматизация производственных процессов

Точность ФПП зависит от точности преобразования фаза - временной интервал, стабильности ГИ и погрешности цифрового измерителя частоты.

ФПП с преобразованием частоты информационного сигнала

Одним из методов повышения точности преобразования является уменьшение дискретности и повышение разрешающей способности фазовых преобразователей, при прочих равных условиях это достигается увеличением числа счетных импульсов, поступающих на двоичный счетчик

$$\varphi_x = 2\pi \frac{f_x}{f_0} \cdot N_x \Rightarrow N_x = \frac{\varphi_x \cdot f_0}{2\pi \cdot f_x}.$$

Увеличения отношения f_0/f_x можно достигнуть, увеличивая f_0 , но существуют пределы такого увеличения. Такой же эффект даст снижение f_x путем так называемого гетеродинного преобразования. Этот метод обладает высокой точностью при относительно простой реализации. Преобразование частоты в этом случае является вспомогательным этапом преобразования информации, направленным на уменьшение погрешности дискретизации. Носителем информации о перемещении продолжает оставаться изменяющаяся фаза сигнала U_x .

Схема ФПП с гетеродинным преобразованием частоты

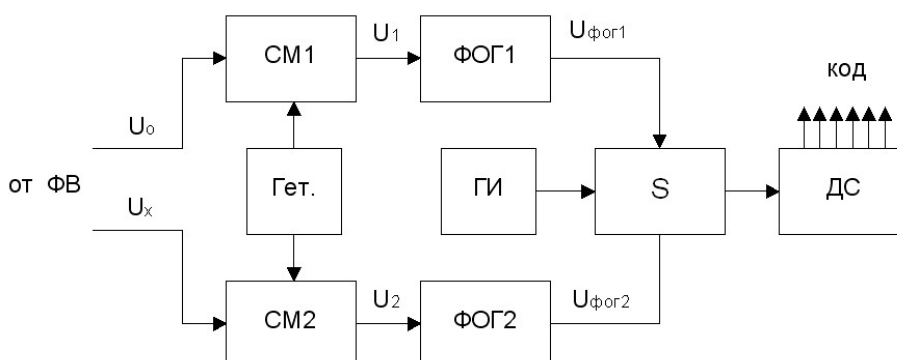


Рис. 110. Схема ФПП с гетеродинным преобразованием частоты:

Гет -гетеродин; СМ_{1,2} - смесители; ФОГ_{1,2} - фильтры-ограничители

На входы смесителей подаются напряжения U_0 и U_x от фазовращателя

$$U_0 = U_m \cdot \cos(\omega t),$$

$$U_x = U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi_x),$$

где; φ_x - фазовый сдвиг между U_0 и U_x , несущий информацию об угловом перемещении.

На вторые входы смесителей поступает сигнал от гетеродина

$$U_e = U_{m2} \cdot \cos(\omega_e t + \varphi_0),$$

где; φ_0 - угол начального фазового сдвига гетеродина.

Автоматизация производственных процессов

У смесителей нелинейный коэффициент передачи сигнала аппроксимируется полиномом, поэтому сигналы с выхода СМ имеют спектр комбинационных частот:

$$m\omega \pm n\omega_2.$$

Эти сигналы U_1 и U_2 поступают на фильтры-ограничители $\text{ФОГ}_{1,2}$, где выделяются

составляющие спектра сигнала с разностной частотой:

$$\omega_p = \omega - \omega_2.$$

На выходе ФОГ гармонические сигналы:

$$U_{\text{ФОГ1}} = U_1 \cdot \cos(\omega_p t + \varphi_0 + \varphi_1),$$

$$U_{\text{ФОГ2}} = U_2 \cdot \cos(\omega_p t + \varphi_0 + \varphi_x + \varphi_2),$$

где; φ_1 и φ_2 - сдвиги фаз для разностной частоты в ФОГ соответствующих сигналов.

Разность фаз выходного напряжения на входе ключа

$$\varphi_{\text{кл}} = -\varphi_x + \varphi_1 - \varphi_2 = -\varphi_x + \Delta\varphi,$$

где; $\Delta\varphi$ - дополнительный сдвиг фаз за счет несимметрии каналов. Симметричность каналов снижает эту погрешность.

Далее идет цифровое преобразование фаз известным методом. Отношение f_0/f_x можно регулировать за счет частоты гетеродина, получив

$$\omega_p < \omega, \text{ где } \omega = 2\pi f_x.$$

Одной из основных проблем современного машиностроения является создание адаптивных систем регулирования и управления металлообрабатывающим оборудованием. Оптимизация технологического процесса обеспечивается в результате регулирования точности и производительности непосредственно в ходе обработки. Адаптивное управление основано на непрерывном получении комплексной информации, характеризующей влияние систематических и случайных факторов на выполнение технологического процесса. На основе данной информации строится модель производственного процесса, по результатам сравнения которой с моделью, представляющей производственный процесс, протекающий в идеале, вносятся соответствующие изменения в ход производства. Постоянно проводимый анализ и статистическая обработка полученной информации позволяют своевременно обнаружить отклонения параметров технологического процесса от заданных значений и произвести соответствующую коррекцию.

Первичные информационные преобразователи (ПП) используемые для сбора первичной информации, представляют собой устройства сопряжения между электронными измерительными и обрабатывающими блоками и исследуемым процессом или внешней средой. В реальных условиях такой ИП помимо информативного воздействия подвергается влиянию целого ряда дестабилизирующих факторов (например, температуры, влажности, внешних электрических и магнитных полей и т. п.). Поэтому одним из основных

Автоматизация производственных процессов

требований, предъявляемых к ИП, является выделение из комплекса физических и химических явлений, характерных для исследуемого процесса, достоверных данных, обеспечивающих возможность управления процессом по заданному алгоритму. Кроме того, к современным ИП предъявляются следующие, достаточно жесткие требования, обусловленные общими требованиями к современным измерительным и информационным системам: повышение надежности ИП, расширение их функциональных возможностей, обеспечение необходимой контролепригодности, уменьшение потребляемой мощности, простота монтажа и эксплуатации, возможность передачи информации с минимальными искажениями и максимальной помехозащищенностью в цифровых системах сбора и обработки.

Эти задачи решаются путем использования ИП с автоматическим контролем функционирования, оптических элементов связи, применения модульных конструкций, реализации оптимальных алгоритмов предварительной обработки измерительных сигналов перед их передачей на блок вторичной обработки, использования новых физических эффектов, элементов, материалов и технологий при разработке и изготовлении ИП.

В последние годы функции предварительной обработки выходного сигнала ИП выполняет встроенный микропроцессор; при этом образуется так называемый «интеллектуальный» ИП, обеспечивающий существенное повышение достоверности и качества измерений. Такие ИП реализуют следующие вспомогательные функции, которые ранее могли выполняться лишь в центральных устройствах обработки:

- контроль функционирования ИП в процессе эксплуатации, а также значимости результатов измерений;

- (возможность адаптации структуры и параметров системы первичных ИП в зависимости от конкретной задачи;

- возможность оценки внешних факторов с помощью вспомогательных чувствительных элементов и компенсация воздействия этих факторов на результаты измерений;

- автоматическая компенсация дрейфа нуля и периодическая автоматическая калибровка первичного измерительного тракта;

- возможность запоминания и хранения априорной информации об исследуемом процессе и ее использование при обработке поступающей измерительной информации;

- возможность приема, обработки и вывода дополнительной информации.

В системах адаптивного управления процессом обработки широко используются ИП линейных и угловых скоростей и перемещений, силы, вибраций, крутящего момента. ИП перемещений предназначены для осуществления обратной связи по механическим перемещениям механизмов станка, т. е. преобразуют величины этих перемещений в текущую информацию об элементах объекта управления.

Измерительные преобразователи позволяют регистрировать различные параметры, характеризующие процессы обработки: силы, возникающие при резании; вибрации; крутящий момент на инструменте или звеньях кинематической цепи, передающих полезный момент нагрузки двигателя главного движения.

Автоматизация производственных процессов

Таким образом, комплекс измерительных преобразователей является ведущей и неотъемлемой частью любой информационно-измерительной или управляющей системы, предназначенной для контроля и адаптивного управления процессом металлообработки; метрологические, эксплуатационные и экономические характеристики ИП во многом определяют точность, надежность, быстродействие и стоимость системы в целом.

7.10 Измерительные преобразователи крутящего момента

Крутящий момент является одной из основных составляющих, характеризующих систему СПИД. При управлении на многоцелевых станках процессами сверления, зенкерования или фрезерования крутящий момент T является одним из главных регулируемых параметров. Кроме того, на основе измеренного значения T может быть косвенно определена сила резания. Поэтому задача получения информации о величине крутящего момента актуальна при создании систем адаптивного управления металлорежущими станками.

Наибольшее распространение в машиностроении получили тензорезисторные, индуктивные, пьезоэлектрические и магнитоупругие измерительные преобразователи крутящего момента. Основной недостаток тензорезисторных ИП — необходимость применения контактных токосъемников для передачи выходного электрического сигнала, которые создают значительные неудобства в эксплуатации и подвержены относительно быстрому механическому износу. Индуктивные ИП требуют применения автономного измерительного упругого элемента, встраиваемого в разрез испытуемого вала, что практически не всегда возможно.

Для магнитоупругих ИП крутящего момента характерно использование в качестве чувствительных элементов цилиндрических деталей из монолитного материала. Магнитное поле, создаваемое внешними источниками, воздействует на участки поверхности цилиндра, в котором возникают магнитные потоки. Скручивание цилиндра вызывает в его объеме напряжения, пропорциональные по величине удаленности данной точки от оси. Максимальных значений напряжения достигают в поверхностном слое цилиндра, причем в направлении 45° к образующей они имеют один знак, а перпендикулярно этому направлению — другой. Полюса внешнего источника магнитного поля располагают так, чтобы создаваемые магнитные потоки были направлены так же, как и главные напряжения — под углом 45° к образующей. Магнитоупругие ИП подобного типа могут работать без автономного упругого элемента, используя в качестве такового непосредственно испытуемый вал, однако необходимо, чтобы этот вал был изготовлен из ферромагнитного материала.

Указанного недостатка не имеют магнитоупругие ИП крутящего момента с чувствительными элементами из аморфных магнитомягких материалов. Чувствительные элементы выполняются в виде лент толщиной около 20 мкм, наклеиваемых на поверхность испытуемого вала. В качестве материала этих лент используются Ni, Fe—Ni, Fe—Co—Ni и др.

Автоматизация производственных процессов

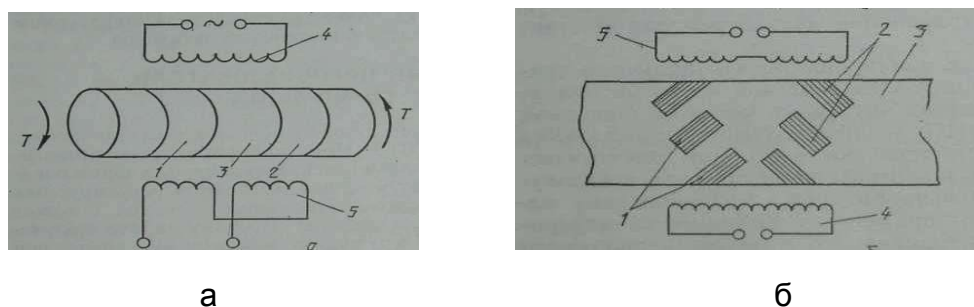


Рис.110. Схемы магнитоупругих ИП крутящего момента на основе аморфной ленты: 1,2 — аморфные ленты; 3 — упругий вал; 4 — обмотка возбуждения; 5 — измерительная обмотка.

На рис. показана схема магнитоупругого ИП крутящего момента с аморфным чувствительным элементом. Две аморфные ленты, которым предварительно была придана цилиндрическая форма, отожжённые для снятия внутренних напряжений, прикреплены к контролируемому валу, причем при закреплении им сообщен начальный момент T_0 . Константа анизотропии лент, обусловленной действием этого момента, определяется выражением

$$K_{и} = \frac{48 \lambda_s G_A}{\pi d^3 G_T} T_0 ,$$

где; λ_s — константа магнитострикции насыщения ленты;

G_A , G_T — модули сдвига ленты и вала соответственно;

d — диаметр вала.

Измеряемый крутящий момент T приводит к изменению константы анизотропии, причем у одной ленты она увеличивается, а у другой уменьшается, т.е.

$$K_{и1} = \frac{48 \lambda_s G_A}{\pi d^3 G_T} (T_0 + T) ;$$

$$K_{и2} = \frac{48 \lambda_s G_A}{\pi d^3 G_T} (T_0 - T) .$$

Изменение константы анизотропии можно представить как изменение магнитной проницаемости в области перемангничивания вращением. Следовательно, в измерительной обмотке, состоящей из двух дифференциально включенных секций, возникает разностное напряжение, которое однозначно определяет величину и направление измеряемого крутящего момента.

Рассчитан данный ИП на верхний предел измерений 7,5 Н-м, причем в диапазоне от 0 до 5 Н-м статическая характеристика близка к линейной. Амплитуда выходного сигнала достигает 300 мВ, гистерезис практически отсутствует. Частота возбуждения составляет несколько десятков килогерц, поэтому проблемы влияния частоты возбуждения на выходной сигнал не возникает.

Автоматизация производственных процессов

Принцип работы другого магнитоупругого ИП крутящего момента на базе аморфного материала основан на анизотропии формы, присущей аморфной магнитной ленте в виде прямоугольника или параллелограмма. В этом случае к контролируемому валу приклеивается несколько лент, причем угол между продольным направлением лент и образующей цилиндрического вала равен $\pm 45^\circ$ (рис.). Приклеенная лента изгибается в соответствии с кривизной вала, поэтому в ней возникают напряжения изгиба. Когда к валу приложен момент кручения T , в ленте кроме изгиб-ных напряжений возникают также сдвиговые напряжения. В результате намагничивание ленты разрушается размагничиванием за счет анизотропии, обусловленной напряжениями изгиба и сдвига.

Константа анизотропии, вызванной нагибными напряжениями, определяется формулой

$$K_B = \frac{3 \lambda_s E}{d} Z$$

где; E —модуль упругости ленты;

Z —текущее расстояние, отсчитываемое от центра ленты в направлении радиуса вала.

Константа анизотропии, обусловленной действием измеряемого момента T , определяется соотношением (1) при $T_0 = T$.

Суперпозиция анизотропии, определяемых константами K_H и K_B , приводит к эквивалентной анизотропии:

$$K_{\Sigma} = K_H \sqrt{1 + K^2}$$

Угол между осями эквивалентной анизотропии, обусловленной крутящим моментом, равен $\gamma = \arctg K$. При увеличении измеряемого момента T константа K_a также возрастает, а угол γ уменьшается. В результате снижается уровень размагничивания ленты, возрастает ее намагниченность, а следовательно, увеличивается амплитуда выходного сигнала, которая однозначно определяет измеряемый момент.

В описанном ИП использовались аморфные ленты состава Fe—Si—B с параметрами: намагниченность насыщения — $1,5 T$; $(J_s) = 24 \cdot 10^{-6}$. Относительная погрешность измерений: 0,4% — за счет нелинейности характеристики и 0,4% — за счет гистерезиса; верхний предел измерений 20 Н·м.

К недостаткам рассмотренных ИП следует отнести плохую адгезию наклеиваемых магнитных лент, из-за чего при измерении больших крутящих моментов и вызываемых ими значительных механических напряжениях происходит отслоение лент от поверхности вала. Поэтому применяют другие варианты выполнения чувствительных элементов и их закрепления на поверхности испытуемого вала: непосредственное напыление пленки; закрепление точечной сваркой; механическое закрепление с помощью зажимных колец, имеющих резьбовое соединение с валом. В работе предлагается выполнять аморфные чувствительные элементы методом напыления «взрывом». Из аморфного магнитного материала изготавливается проволока диаметром 0,8—1,0 мм и длиной 60 мм, через которую пропускаются импульсы тока большой амплитуды. Электрический ток вызывает тепловое испарение магнитного материала в виде

взрыва. В процессе взрыва распыленный материал осаждается на поверхность вала. При этом обеспечивается хорошая адгезия магнитной пленки с поверхностью (критические сдвиговые механические напряжения, при которых происходит отслоение нанесенных этим методом пленок, превышают $2 \cdot 10^8 \text{ Н/м}^2$)

7.11 Измерительные преобразователи вибраций

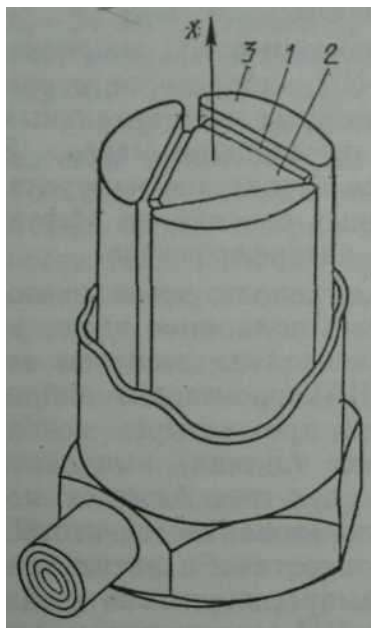
Контроль вибраций необходим при организации адаптивного управления металлорежущими станками, диагностировании состояния машин и механизмов, вибрационных испытаниях изделий, балансировке вращающихся частей технологического оборудования, контроле состояния режущего инструмента.

Измерение вибраций осуществляется с помощью ИП виброскорости и виброускорений. Основную часть ИП виброскорости составляют устройства инерционного типа, в которых чувствительным элементом является упруго подвешенная инерционная масса. В последние годы стали также использоваться оптические измерители виброскоростей, принцип действия которых основан на эффекте Доплера или на применении лазерного интерферометра.

Для измерения виброускорений широко используются пьезоэлектрические ИП, которые на сегодня почти полностью вытеснили все остальные. Такие ИП выпускают несколько десятков зарубежных фирм. Так, фирма Endevco (США) производит вибропреобразователи около 60 типоразмеров на трех-четырех основных базовых моделях. Фирма Bruel & Kjaer (Дания) выпускает вибропреобразователи 21 типоразмера на двух-трех базовых моделях. Эти две фирмы перешли на использование «сдвиговых центрированных» конструкций, имеющих точностные и эксплуатационные преимущества перед прежними «компрессионными» и «из-гибными». Основное достоинство указанных ИП состоит в том, что благодаря сдвиговой деформации уменьшается восприимчивость к различным нежелательным факторам, поэтому снижается, например, поперечная чувствительность и нелинейность характеристики. В сдвиговых ИП выше, чем в компрессионных, отношение коэффициента преобразования к массе используемой керамики. Кроме того, в конструкциях с пьезопакетами из нескольких пластин имеет место взаимокompенсация действия внешних полей.

Однако производство керамических пластин и технология изготовления сдвиговых ИП довольно сложны, очень велика отбраковка. В результате сдвиговые ИП существенно дороже компрессионных.

Предложенный фирмой Bruel & Kjaer высокостабильный и малочувствительный к температуре ИП марки «Delta Shear» (рис. 9) содержит три плоских керамических пьезоэлемента 1, закрепленных между расположенной в центре опорой 2 треугольного сечения и тремя инерционными массами 3. Пьезоэлементы работают на сдвиг, а их сигналы суммируются на общей шине. ИП этого типа обладают нормализованной с точностью 2% чувствительностью, что обеспечивает их взаимозаменяемость. Собственная частота ИП лежит в пределах от 16 до 180 кГц, рабочий диапазон частот ограничен снизу частотами 0,1—1 Гц, а сверху частотами от 5 до 54 кГц. Высокочувствительные ИП имеют встроенные усилители.



К настоящему времени разработан новый сдвиговой ИП вибрации, названный «Тендемшир» быть принят за базовую модель: изменением массы инерционного элемента, материала и размеров пьезоэлементов достигается варьирование параметров в широких пределах. Так, при общей массе ИП от 5 до 25 г коэффициент преобразования может быть в пределах 0,5—8 пКл·м⁻¹ с², установочный резонанс 10—40 кГц, поперечная чувствительность 1—5%, нелинейность менее 0,5%.

При невозможности доступа к подшипнику в корпусе контролируемого узла монтируется жесткий стержень, упирающийся в корпус подшипника и играющий роль акустического волновода.

Следует, однако, отметить, что пьезоэлектрические вибропреобразователи имеют и ряд существенных недостатков: большое выходное сопротивление, что требует наличия согласующего каскада; зависимость выходного сигнала от длины кабеля; невозможность измерения постоянной составляющей динамического процесса, а также инфранизкочастотных ускорений; малая мощность выходного сигнала. Поэтому находят применение также магни-тоупругие, волоконно-оптические, тензорезисторные, емкостные ИП вибраций.

В сложных условиях эксплуатации используются магнитоупругие ИП вибраций, характерной особенностью которых является высокая конструктивная и параметрическая надежность. Низкое выходное сопротивление обеспечивает повышенную помехоустойчивость и не требует согласующего каскада. Эти преобразователи дают возможность измерять виброколебания сколь угодно малой частоты. Собственная резонансная частота может достигать десятков килогерц. Возможно подключение

Автоматизация производственных процессов

магнитоупругого ИП к измерительному усилителю кабелем значительной длины.

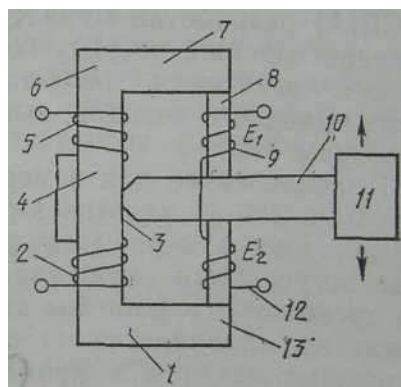


Рис.112. Схема магнитоупругого ИП вибро колебаний.

Разработан магнитоупругий ИП виброколебаний, показанный на рис.112. ИП содержит магнитопровод 6 с основанием 4 и двумя крайними стержнями 1 и 7, а также стержневой магнитопровод 10, на котором закреплена инерционная масса 11. На основании 4 расположены обмотки возбуждения 2 и 5. На стержнях 8 и 13, параллельных основанию магнитопровода, расположены измерительные обмотки 9 и 12. Магнитопровод 10 выполнен удлиненным, а инерционная масса закреплена на его свободном конце. Другой конец центрального стержня магнитопровода имеет проточку 3, благодаря чему увеличивается чувствительность при измерении знакопеременных ускорений. Измерительные обмотки соединены дифференциально; стержни 8 и 13 выполнены из магнитоупругого материала.

Воздействие измеряемого ускорения на инерционную массу 11 вызывает в магнитоупругих стержнях 8 и 13 напряжения сжатия и растяжения, причем если один из стержней сжимается, то другой в то же время растягивается. Вследствие этого изменяются ЭДС измерительных обмоток 9 и 12, причем приращения ЭДС имеют противоположные знаки. Величина суммарной ЭДС измерительных обмоток пропорциональна модулю измеряемого ускорения, а фаза — направлению действия ускорения. Повышению точности измерений способствует постоянство напряжений по длине и сечению стержней, а также отсутствие поперечной силы.

В настоящее время ведутся также работы по совершенствованию тензорезисторных ИП вибраций и ударов. Известны миниатюрные ударные ИП с полупроводниковыми тензорезисторами, имеющие верхний предел измерения $10^5 g$ и частотный диапазон от 0 до 1 МГц. Чувствительный элемент этих ИП выполняется на кремниевой квадратной пластине с размером сторон 1 мм. В центральной части пластины по методу химического травления вырезается квадрат, соединенный с внешней рамкой упругими перемычками, который используется в качестве инерционной массы. На поверхностях соединительных упругих перемычек выполняются тензорезисторы, включаемые по схеме полного моста.

В отделении Endevco Division фирмы Allied Signal Aerospace Co. (США) разработан миниатюрный емкостной ИП виброускорений, превосходящий по ряду показателей тензорезисторы ИП аналогичного назначения: большая чувствительность, более высокий уровень выходного сигнала, высокая устойчивость к механическим перегрузкам.

Автоматизация производственных процессов

ИП предназначен для измерения линейных ускорений в пределах от 0 до 100 g; уровень выходного сигнала, соответствующего максимальному измеряемому ускорению, составляет 2 В; температурные погрешности смещения нуля и изменения чувствительности не превышают в рабочем диапазоне температур 2%. Преобразователь изготавливается на основе трех кремниевых элементов, выполненных методом микромашиной обработки: плоского основания; чувствительного элемента, содержащего инерционную массу с плоскими пружинами системы его упругого подвеса; плоской крышки. Масса чувствительного элемента равна 1,3 мг.

Основными преимуществами волоконно-оптических вибропреобразователей по сравнению с электрическими являются их высокие изоляционные свойства, стабильность, надежность, малые потери при передаче сигнала. На рис.113 показана структурная схема оптического виброизмерительного преобразователя.

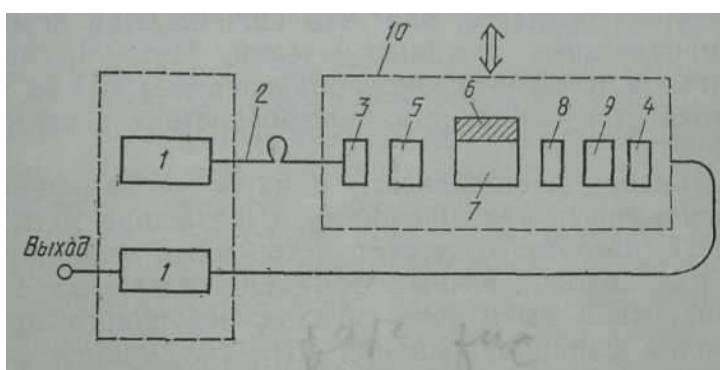


Рис.113. Структурная схема оптического виброизмерительного преобразователя:

1 — источник оптического излучения; 2 — оптическое волокно; 3, 4 — микролинзы; 5 — поляризатор; 6 — инерционная масса; 7 — фотоупругий элемент; 8 — четвертьволновая пластинка; 9 — анализатор; 10 — блок преобразования

От источника оптическое излучение поступает в блок преобразования, где после прохождения через микролинзу в виде параллельного пучка линейно поляризуется. При воздействии внешних колебаний в фотоупругом элементе под влиянием напряжений, обусловленных колебаниями, проявляется эффект двойного лучепреломления и происходит эллиптическая поляризация света. Затем поляризованный свет с помощью анализатора преобразуется в световой поток переменной интенсивности, которая, например, фотоэлектрическим детектором преобразуется в выходной электрический сигнал, однозначно определяющий значение измеряемого виброускорения.

Чтобы упростить технологию сборки оптических элементов и повысить точность измерений, оптический преобразователь выполняют монолитным, формируя с обоих его торцов многослойные диэлектрические пленки, реализующие функции поляризатора и анализатора.

Анализ измерительных преобразователей, использующихся при мех. обработке изделий.

— Эффективный контроль процесса производства предполагает необходимость постоянного получения достоверной информации о параметрах этого процесса, для чего используется комплекс первичных измерительных преобразователей. Метрологические, эксплуатационные и экономические характеристики ИП во многом определяют точность, надежность, быстродействие и стоимость системы в целом.

— Для повышения достоверности и качества измерений целесообразно использовать разработанные в последние годы интеллектуальные ИП, которые содержат встроенный микропроцессор и реализуют ряд дополнительных функций, связанных с предварительной обработкой выходного сигнала первичного преобразователя, контролем функционирования ИП, хранением и запоминанием измерительной информации.

— В современных системах адаптивного управления процессом металлообработки наибольшее применение нашли измерительные преобразователи линейных и угловых скоростей и перемещений, силы, вибрации, крутящего момента.

Среди многих направлений развития цифровых измерительных преобразователей перемещений предпочтительное место занимают два: преобразователи типа «перемещение — аналоговый пара метр — код» и фотоэлектрические ИП перемещений. В первой группе широко распространены сельсины, индуктоины, СКВТ, линейные дифференциальные трансформаторы.

К основным типам фотоэлектрических цифровых ИП перемещений следует отнести: преобразователи считывания; накапливающие преобразователи; ИП на основе растровых сопряжений; преобразователи с оптическими интерполяторами.

— В прецизионном оборудовании целесообразно использовать цифровые ИП на основе лазерных интерферометров. Для расширения областей применения этого типа преобразователей необходимо существенно снизить их стоимость. Одним из путей решения этой проблемы является переход от He-Ne-лазеров к полупроводниковым.

— Перспективным направлением создания ИП линейных и угловых перемещений является использование гальваномагнитных явлений и других оригинальных физических эффектов в ферромагнитных элементах.

— Для измерения силы наиболее широко в настоящее время в машиностроении используются тензорезисторные, пьезоэлектрические и магнитоупругие ИП.

Применение фольговых тензорезисторов вместо полупроводниковых в качестве чувствительных элементов ИП сделало возможным создание прецизионных тензорезисторных преобразователей силы. Такие ИП в настоящее время выпускаются фирмами всех развитых стран, причем для большинства фирм-производителей характерно большое количество выпускаемых типов и типоразмеров ИП.

Автоматизация производственных процессов

Для динамических измерений в металлообрабатывающем оборудовании традиционно широко используются одно- и многокомпонентные пьезоэлектрические ИП силы, главными производителями которых в Европе являются фирмы Bruel & Kjaer (Дания) и Kistler (Швейцария).

В сложных условиях эксплуатации для измерения сил рекомендуется использовать магнитоупругие ИП. Чувствительные элементы магнитоупругих ИП изготавливаются либо из железокремниевых, либо из железоникелевых сплавов, причем последние из-за относительно высокой стоимости, низкой стабильности и плохой технологичности следует применять лишь при создании миниатюрных ИП или устройств с высокой жесткостью. Новое направление в технике магнитоупругих ИП — применение аморфных магнитных металлов и сплавов, что обеспечивает повышение чувствительности, а также улучшение ряда эксплуатационных характеристик преобразователей.

— К перспективным направлениям развития силоизмерительных преобразователей следует отнести создание высокочастотных и волоконно-оптических устройств. Последние привлекают возможностью надежной работы в некомфортных условиях эксплуатации.

— Для контроля крутящего момента в машиностроении используют тензорезисторные, индуктивные, пьезоэлектрические и магнитоупругие ИП, причем взамен традиционных магнитоупругих измерительных преобразователей в последнее время многие исследовательские центры и фирмы приступили к разработке, исследованиям и внедрению ИП на основе аморфной магнитной ленты в качестве чувствительного элемента.

— Применяемые для измерения виброускорений пьезоэлектрические ИП на сегодня почти полностью вытеснили все остальные. Однако их использование также ограничивается рядом недостатков: большим выходным сопротивлением, зависимостью выходного сигнала от длины кабеля, невозможностью измерения ускорений инфранизких частот, малой мощностью выходного сигнала. Поэтому в металлообрабатывающем оборудовании используются также емкостные, магнитоупругие, волоконно-оптические и тензорезисторные ИП вибраций

Рекомендуемая литература.

1. Т. М. Алиев, А. А. Тер-Хачатуров "Измерительная техника" - М.: ВШ., 1991 г., 384 с.
2. "Основы метрологии и электрические измерения" / Под ред. ЕМ. Душина, М.: Энергоиздат. 1987 г.
3. Е. С. Левшина, П. В. Новицкий "Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи" - Л.: Энергоатомиздат. 1983 г.
4. В. Г. Домрачев, В. Р. Матвеевский, Ю. С. Смирнов. "Схемотехника цифровых преобразователей" - М.: Энергоатомиздат. 1987 г.
5. Л. Э. Шварцбург. "Информационно-измерительные системы приводов металлорежущих станков" - М.: изд-во "СТАНКИН". 1991 г.
6. "Автоматизация типовых технологических процессов и установок" - А. М Корочкин и др. - М.: Энергоатомиздат. 1988 г.
7. Е. М. Белый. «Измерительные преобразователи для контроля технологических процессов в машиностроении»./ ВНИИ и ТЭИ по машиностроению и робототехнике (ВНИИТЭМР), серия: Инструментальное, технологическое и метрологическое оснащение металлообрабатывающего производства, вып.5, - М.: 1990 г.
8. В. И. Дмитриев "Прикладная теория информации" - М.: ВШ. 1989 г.
9. Б.Г.Федоров, В.А.Телец. «Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, применение», - М.:Энергоиздат, 1990.
10. «Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы. Справочник» / Под ред. С.В.Якубовского, М.:Радио и связь, 1990.
11. И. А. Семко, Е. М. Кузнецова "Датчики в цепях обратной связи электромеханических систем и методика их выбора (учебное пособие)"/изд. центр ДГТУ, 2002, 55с.
12. Р. Г. Джексон "Новейшие датчики" (перевод с английского) - М.:ТЕХНОСФЕРА, 2007
13. Е. М. Кузнецова Электронная версия лекционного курса / ДГТУ, каф. АПП, 2008, 144с.