

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра метрологии и стандартизации

В.Г. Басов

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Учебно-методическое пособие
для студентов специальности
«Метрологическое обеспечение информационных
систем и сетей»

В 3-х частях

Часть 1

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

Минск 2006

УДК 621.317.7 (075.8)
ББК 30.10 я73
Б 27

Р е ц е н з е н т:
заместитель директора ООО «Элтикон»,
кандидат технических наук
А.В. Пахоменко

Басов В.Г.
Б 27 Информационно-измерительные системы: Учеб.-метод. пособие для студ. спец. «Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей». В 3 ч. Ч. 1: Принципы построения / В.Г. Басов. – Мн.: БГУИР, 2006. – 91 с.

ISBN 985-444-941-6 (ч. 1)

В первой части учебного пособия рассматриваются классификация и общие вопросы построения информационно-измерительных систем. Приводится описание, характеристики и схемы основных узлов, применяемые для построения последних.

Пособие содержит основы теории и принципы построения информационно-измерительных систем различного назначения. Излагается порядок проектирования и оценка их метрологических характеристик. Приведены примеры расчетов.

УДК 621.317.7 (075.8)
ББК 30.10 я 73

ISBN 985-444-941-6 (ч. 1)
ISBN 985-444-940-8

© Басов В.Г., 2006
© БГУИР, 2006

ВВЕДЕНИЕ

Развитие производства, научные открытия, эксплуатация различных объектов невозможно без измерений большого числа физических величин: электрических, механических, химических и т.д. Измерительные приборы разнообразны по своему назначению и характеризуются такими параметрами, как чувствительность, точность, быстродействие и др. Однако большая часть из них позволяет одновременно измерять только одну какую-либо величину, причем измеряемая величина имеет установившееся значение, а внешние условия неизменны.

На практике в производстве или научных исследованиях приходится иметь дело с огромным потоком информации, т.е. получать сведения о большом количестве величин, которые, в свою очередь, могут быстро меняться. Так, например, при температурных испытаниях ядерного реактора, испытаний на механическую прочность самолета или контроль и управление химическими процессами на нефтеперерабатывающем заводе требуется использование большого количества датчиков, число которых может достигать тысячи и более.

В случае большого объема информации необходимо иметь не множество измерительных приборов, а устройство, с помощью которого можно было бы получать информацию от измерительных датчиков, осуществлять измерительные операции, производить математические или логические операции при выполнении косвенных или совокупных измерений, хранить полученную информацию и выдавать ее потребителю в определенном виде. Такую задачу выполняют информационно-измерительные системы (ИИС).

В ГОСТ 8.437–81 дано следующее определение ИИС: совокупность функционально объединенных измерительных, вычислительных и других вспомогательных технических средств для получения измерительной информации, ее преобразования, обработки в целях представления потребителю в требуемом виде либо автоматического осуществления логических функций контроля, диагностики, идентификации [1]. Из определения ИИС следует, что в ней объединяются технические средства, начиная от датчиков, АЦП, каналов передачи и кончая устройствами выдачи информации, а также вычислительные средства с соответствующим программным обеспечением. Последние необходимы как для управления работой собственно системы, так и для решения в ИИС измерительных и вычислительных задач, а также управления конкретным экспериментом.

В общем случае ИИС может содержать следующие основные устройства [2,3] (рисунок 1), где 1 – N устройства сбора и измерения информации.

Входящие в обобщенную структурную схему ИИС устройства выполняют следующие задачи:

- **N устройств сбора и измерения информации** – это датчики, воспринимающие различные физические величины и преобразующие их в электрические сигналы и измерительное устройство, выполняющее собственно измерительные

операции: сравнение с мерой, квантование, кодирование. Сюда может входить и коммутатор, обеспечивающий поочередное подключение датчиков к системе;

- **устройство обработки измерительной информации** предназначено для выполнения математической обработки измерительной информации по заданному алгоритму;

- **устройство хранения информации** – это запоминающее устройство;

- **устройство представления информации** состоит из декодирующих, а также регистрирующих и показывающих устройств;

- **устройство управления** предназначено для организации взаимодействия всех остальных устройств.

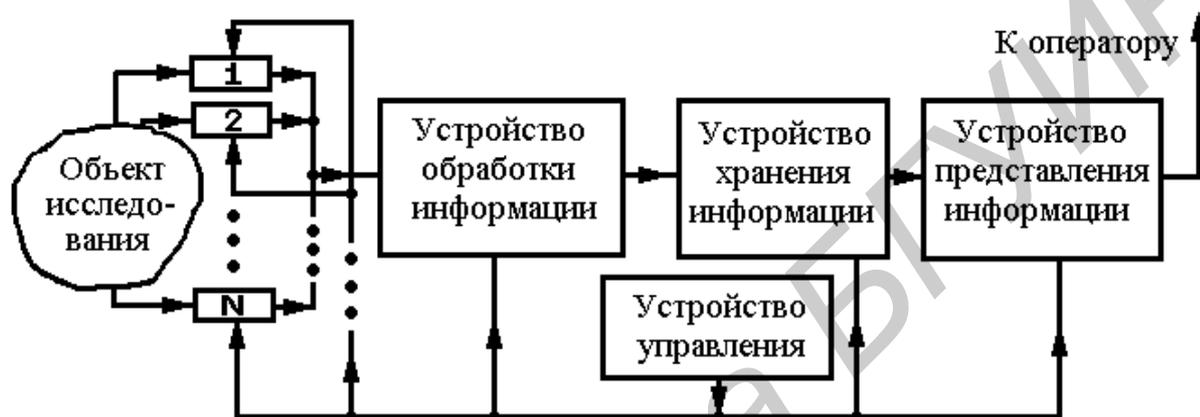


Рисунок 1 – Обобщенная структурная схема ИИС

В реальных ИИС некоторые устройства могут отсутствовать. Например, устройства обработки или хранения информации, но устройства сбора, измерения и представления информации характерны любой ИИС. Кроме основных в системах имеются вспомогательные устройства, обеспечивающие нормальное функционирование основных (например устройства питания и др.).

ИИС могут быть выполнены в виде самостоятельных устройств или входить в структуры более сложных систем, например, в системы управления предприятием (АСУП) и т.д.

1 КЛАССИФИКАЦИЯ ИИС

1.1 Разновидности структурных схем построения ИИС

В зависимости от количества измеряемых физических величин и способах их обработки структурное построение ИИС можно разделить на несколько основных групп [2 – 9, 21].

Первая группа – системы с параллельными измерительными каналами (параллельного действия) (рисунок 2).

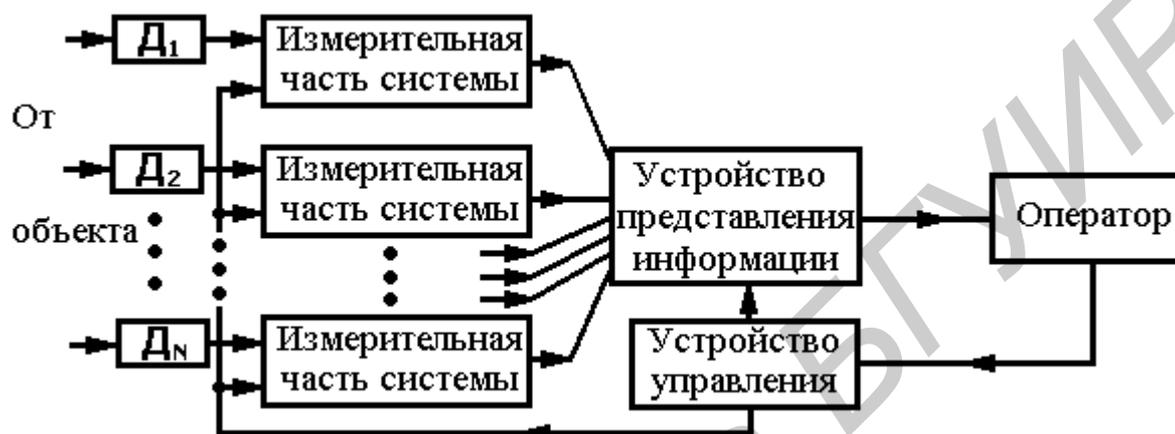


Рисунок 2 – Структурная схема ИИС с параллельными измерительными каналами

Общими в таких системах являются устройства управления и представления информации. Системы с параллельными каналами могут иметь и независимые устройства представления в каждом канале. Количество каналов i может быть от $i = 1$ до N .

Вторая группа – системы с одним измерительным каналом, к которому последовательно во времени подключаются различные датчики. Переключение датчиков осуществляется коммутатором (рисунок 3).



Рисунок 3 – Структурная схема ИИС с одним измерительным каналом

Надежность первой структуры значительно выше, так как выход из строя одного датчика (канала) не влечет за собой выход всей системы. Однако вторая структура более простая и дешевле.

Третья группа – системы с одним измерительным каналом и одним датчиком, который с помощью сканирующего устройства осуществляет измерение в N точках (рисунок 4).

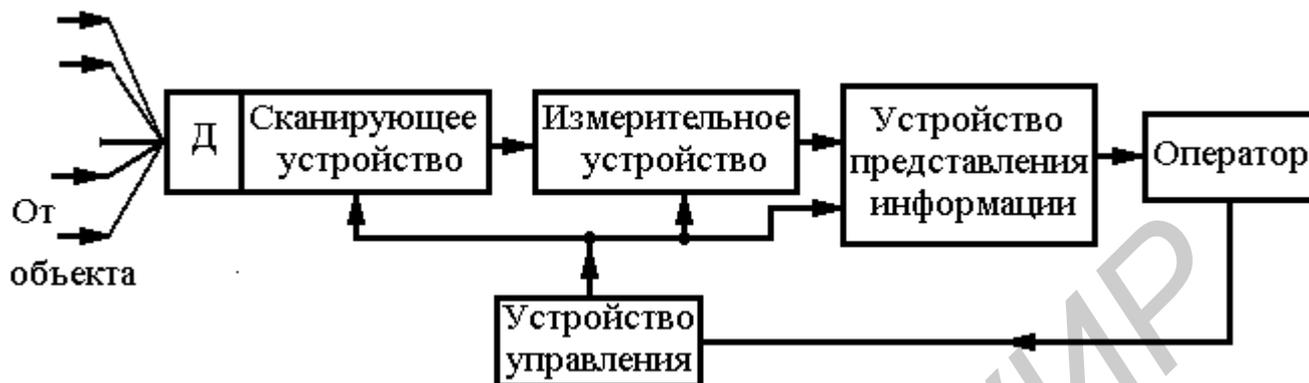


Рисунок 4 – Структурная схема ИИС сканирующего действия

Подобные структуры называют структурами последовательного действия, а системы, выполненные по такой структуре, – **сканирующими**.

Четвертая группа – системы, в которых процесс измерения осуществляется с помощью общей для всех каналов меры (М) и индивидуальным для каждого канала устройством сравнения (УС) измеряемой величины с мерой. Системы, имеющие подобную структуру, называются **развертывающими** системами (рисунок 5).

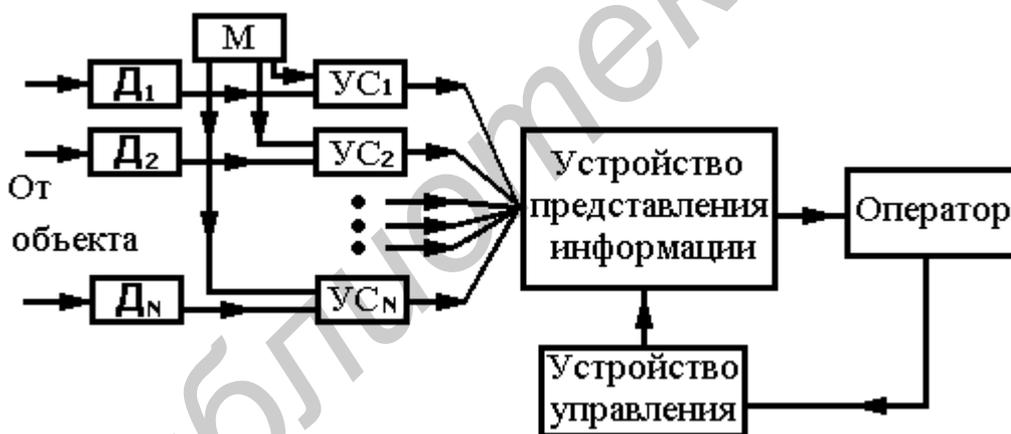


Рисунок 5 – Структурная схема ИИС развертывающего действия

По назначению и виду выходной информации системы можно разделить на три группы:

- 1) собственно измерительные системы (ИС);
- 2) системы автоматического контроля и управления (САК);
- 3) системы технической диагностики (СТД).

Собственно измерительные системы – могут предназначаться для прямых, косвенных, совместных и совокупных измерений. Они обычно используются при исследованиях объектов и процессов различного рода и имеют высокие метрологические характеристики. Информация в таких системах имеет

количественный характер и, как правило, выдается непосредственно оператору. Некоторые ИС могут выполнять сложную математическую обработку измерительной информации, а также производить статистическую обработку результатов, что может потребовать достаточно значительный объем запоминающих устройств.

В системах автоматического контроля (САК) и управления происходит сопоставление действительных значений параметров, характеризующих контролируемый процесс или объект, со значениями этих параметров, принятыми за нормальные или допустимые. Эти значения называются **уставками**. Информация, выдаваемая системой, носит качественный характер и отвечает на вопрос, находится ли объект в заданном режиме либо вышел «вверх» или «вниз». Поэтому система автоматического контроля может быть менее универсальной, чем система первой группы. Поскольку обработка информации в САК происходит в ритме контроля, запоминающее устройство может отсутствовать.

Системы третьей группы – **технической диагностики (СТД)** – на основе результатов измерений выдают обобщенные суждения о состоянии объекта, характере неисправностей, способах их устранения и т.д. Системы этой группы должны иметь хорошо развитые вычислительные и логические устройства. Указанное разделение ИИС на три группы является весьма условным, так как большинство промышленных систем автоматического контроля одновременно и измеряют параметры, т.е. выполняют и другие функции. Измерительные системы могут быть как с обратными связями с объектом, так и без них.

По расстоянию до исследуемого объекта ИИС делят на системы ближнего действия и дальнего, или **телеизмерительные** системы. Основным отличительным признаком телеизмерительных систем является то, что в них необходимо учитывать **канал связи**, который является одним из наиболее сложных и дорогих устройств системы.

По характеру взаимодействия с объектом исследования структуры ИИС можно подразделить на **пассивные** и **активные**.

Пассивные системы только воспринимают информацию от объекта, а **активные**, действуя на объект через устройство внешних воздействий, позволяют автоматически и наиболее полно изучить его поведение. Такие структуры широко применяются для автоматизации научных исследований. Воздействие на объект может происходить как по заранее установленной жесткой программе, так и по программе, учитывающей реакцию объекта.

В настоящее время начинают широко использоваться интегральные датчики, микросхемы, микропроцессоры и т.д., что коренным образом меняет принципы построения ИИС.

1.2 ИИС многоуровневого способа обработки информации и организация их работы

Обобщенная структурная схема ИИС многоуровневого способа [4,10] обработки информации показана на рисунке 6.

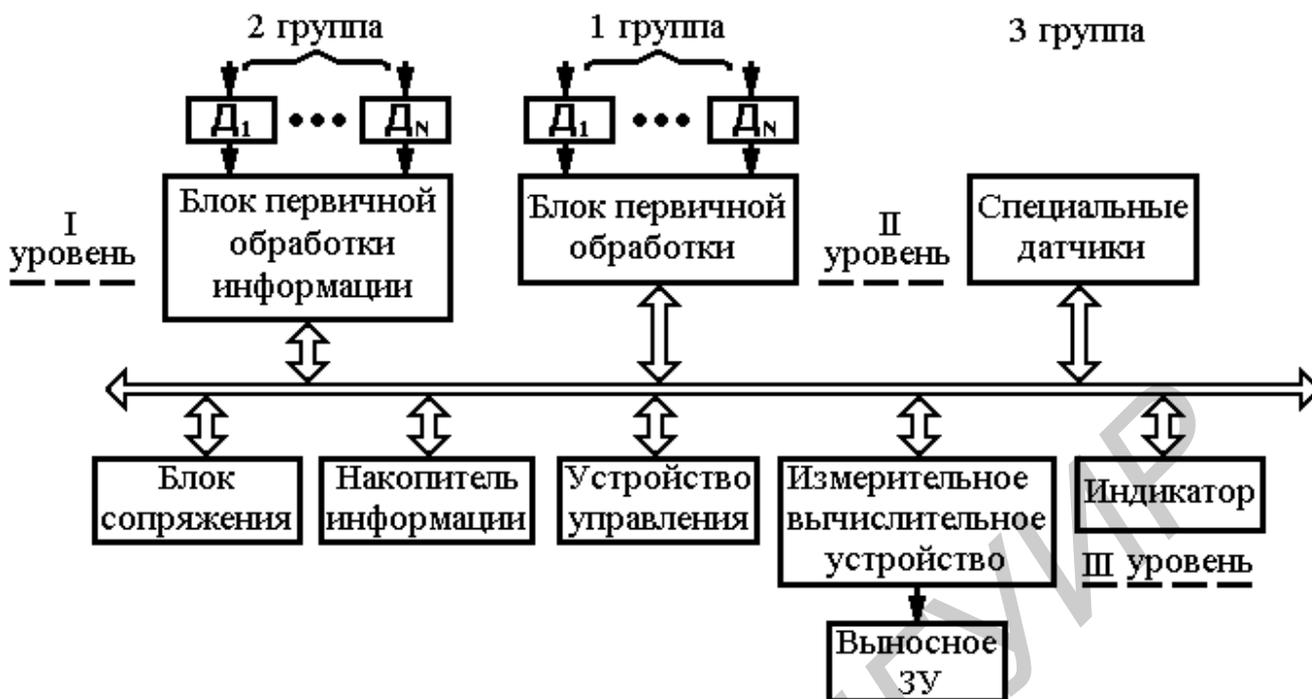


Рисунок 6 – Структурная схема ИИС многоуровневого способа обработки измерительной информации

В систему в общем виде может входить совокупность первичных преобразователей (датчиков), которые можно разделить на три основные группы:

1) датчики, в которых никаких других функций, кроме преобразования входного параметра в электрический сигнал, в принципе невозможно, например тензодатчики;

2) датчики, в которых можно разместить некоторые электронные компоненты, позволяющие формировать тестовые сигналы, хранить данные градуировочных характеристик, накапливать по определенной программе измерительную информацию и т.д. Они образуют первый уровень обработки информации;

3) датчики, в которых можно производить первичную обработку информации, при этом такими датчиками могут быть первичные ЭВМ или процессоры первичного уровня.

В систему также могут входить устройства сбора первичной обработки информации, средства вторичной обработки информации, устройства управления и контроля, устройства связи с другими системами, накопители информации, блоки сопряжения с другими источниками информации, устройства индикации. Информация со всех устройств поступает в центральное вычислительное устройство (третий уровень), в котором производится окончательная обработка информации, результаты которой выводятся на устройство индикации, в системы управления объектом, на телеметрию, накопители и т.д. Датчики второй группы, образующие блок первичной обработки, предполагают наличие репрограммируемого запоминающего устройства (РПЗУ) с электрической перезаписью информации небольшого объема, в котором производится запись дан-

ных о тарировочной (градуировочной) характеристике в виде рассчитанных коэффициентов. Структурная схема такого датчика показана на рисунке 7, где ПП – первичный преобразователь, ИТС – источник тестового сигнала. Сигналы от первичного преобразователя (ПП) и источника тестового сигнала (ИТС) поступают на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), с которого информация передается на преобразователь параллельного кода в последовательный (Пар./Посл.), откуда через схему сопряжения (Сх. сопряж.) на линию связи с блоком сбора информации (см. рисунок 6). При подаче сигнала от блока сбора информации (накопитель информации) сигнал поступает на схему управления (Сх. упр.). В результате запускается последовательность работы датчика, при которой выдается в систему тестовый сигнал, данные градуировочной характеристики, а затем измеряемый параметр.

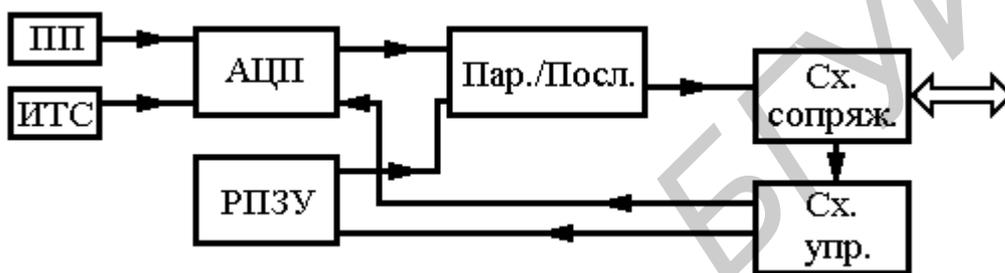


Рисунок 7 – Структурная схема датчика с репрограммируемым ЗУ

Накопитель информации предназначен для сопряжения с датчиком и обеспечивать первичную обработку информации по определенной программе. Структурная схема накопителя информации приведена на рисунке 8.

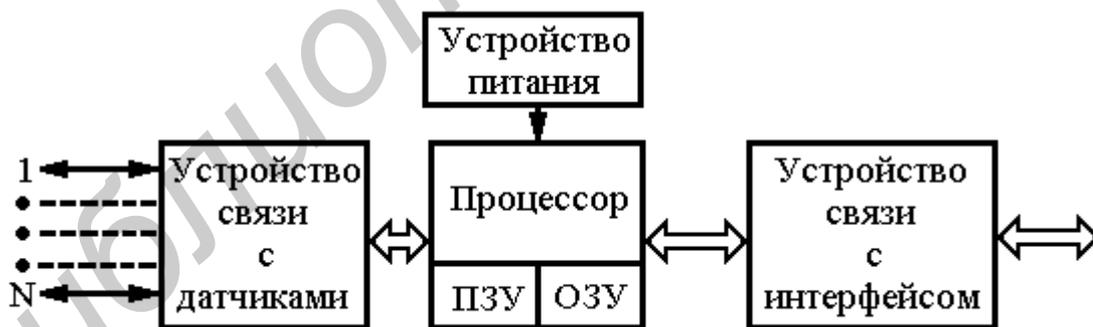


Рисунок 8 – Структурная схема накопителя информации

Общим для таких устройств является узел процессора, состоящий из процессора, ОЗУ и ПЗУ, устройство связи с интерфейсом системы и устройство питания. Устройство связи с датчиками должно соответствовать особенностям датчиков, которые к нему подключаются. Математическое обеспечение процессора, записанное в ПЗУ, выполняет задачи по осуществлению контроля датчиков, получения от них информации о градуировочных характеристиках (включая коэффициенты масштабирования), получению информации о текущем значении параметров, первичной обработке измерительной информации. Опрос

датчиков производится в соответствии с алгоритмом, загружаемым от центрального вычислительного устройства, где указываются частоты опроса датчиков, перечень опрашиваемых датчиков и параметры первичной обработки.

Центральное вычислительное устройство имеет структуру, показанную на рисунке 9.

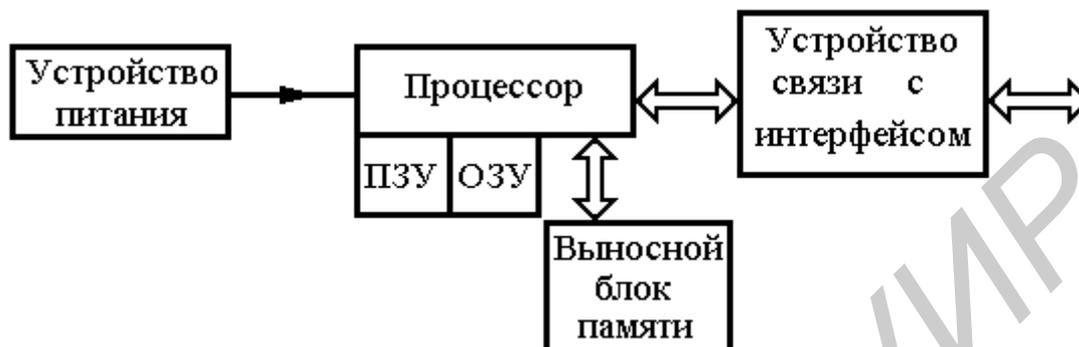


Рисунок 9 – Структурная схема центрального вычислительного устройства

Задачей центрального вычислительного устройства является осуществлять опрос датчиков, выдавать команды на тестирование датчиков и всего устройства системы, осуществлять обработку информации по определенной программе с помощью некоторого математического обеспечения, размещенного в ПЗУ, выдавать информацию на индикаторы и т.д. В специализированных ИИС (для обработки информации, поступающей при испытаниях космических объектов, в авиации и т.д.) вся обрабатываемая информация записывается в выносной блок памяти. После выполнения испытаний или определенных задач выносной блок отключается и поступает для дальнейшей обработки и анализа специалистами.

1.3 Основные характеристики ИИС

ИИС является сложным объектом техники, имеет целый ряд характеристик, основными из которых являются **информационные** и **метрологические**.

К основным информационным характеристикам относятся [2 – 4]:

- 1) эффективность, производительность (экономическая и др.);
- 2) полнота (глубина) выполняемых функций;
- 3) надежность;
- 4) быстродействие;
- 5) характеристики входов и выходов системы:
 - а – перечень входов и их характеристики;
 - б – перечень выходов и их характеристики;
 - в – отображение информации;
- 6) характеристики технических средств, реализующих систему, включая источники питания;
- 7) условия эксплуатации.

Основными метрологическими характеристиками ИИС являются точность и достоверность измерений.

Рассмотрим эти характеристики.

Эффективность. Под эффективностью понимается улучшение эффективности работы объекта при использовании ИИС (например экономической). Приращение экономической эффективности $\Delta \mathcal{E}$ равно

$$\Delta \mathcal{E} = \mathcal{E}_2 - \mathcal{E}_1, \quad (1)$$

где \mathcal{E}_1 – экономический эффект от объекта в заданный промежуток времени без ИИС;

\mathcal{E}_2 – экономический эффект от объекта за тот же промежуток времени с применением ИИС.

Для сравнения различных ИИС удобнее использовать нормированный показатель эффективности η , называемый коэффициентом эффективности, равный

$$\eta = \Delta \mathcal{E} / (\mathcal{E}_H - \mathcal{E}_1), \quad (2)$$

где \mathcal{E}_H – экономический эффект от объекта при использовании ИИС, выполняющей идеально все ее функции и при отсутствии на это затрат.

Коэффициент эффективности изменяется в пределах $0 < \eta < 1$.

Полнота (глубина) выполняемых функций показывает, какая часть контролируемого или управляемого объекта охвачена ИИС. Коэффициент, характеризующий полноту, равен

$$\Pi = N_k / N, \quad (3)$$

где N – общее количество параметров объектов (например, контроля, измерения, управления);

N_k – количество параметров объектов, охваченных ИИС.

Может использоваться информационный критерий полноты Π_i , равный

$$\Pi_i = I_c / I_o, \quad (4)$$

где I_o – общее количество информации о состоянии объекта о всех параметрах контроля, измерения и управления;

I_c – количество информации о состоянии объекта в параметрах, охваченных ИИС.

В (3) и (4) все параметры объектов принимаются равнозначными и равномерными, что упрощает задачу для предварительной оценки ИИС.

Достоверность отражает степень доверия к информации в системе. Достоверность относится к обобщенным характеристикам. Наиболее существенным

фактором, влияющим на достоверность, является точность измерения контролируемых параметров, надежность и помехоустойчивость системы. С уменьшением достоверности возрастает вероятность неработоспособного состояния системы. Характерным примером низкой достоверности является работа с низкой помехоустойчивостью в условиях помех.

Надежность. Критерии надежности и их числовые характеристики выбираются с учетом особенностей назначения ИИС и характера решаемых задач. К основным критериям надежности ИИС относят:

- среднее время безотказной работы или среднее время наработки на один отказ T_0 ;
- среднее время восстановления отказов, T_B ;
- среднее время работы без сбоев, $T_{сб}$;
- среднее время нейтрализации отказа, $T_{н.о}$;
- вероятность безотказной работы системы в течение заданного времени t , $P(t)$;
- коэффициент готовности системы, K_T .

С целью уменьшения влияния ненадежности на работоспособность ИИС используют два основных метода самоконтроля: программный и схемный (аппаратный). Программный основан на использовании заранее отработанных испытательных программ (тестов). Схемный самоконтроль требует дополнительного оборудования (аппаратуры) для проверки системы.

Быстродействие характеризуется средним временем выполнения операций (измерения, контроля, управления, диагностики, поиска и т. д.). При определении, например, быстродействия системы контроля быстродействие T_K будет равно

$$T_K = T_{всп} + T_{осн} + T_{ан} , \quad (5)$$

где $T_{всп}$ – среднее время выполнения вспомогательных операций;

$T_{осн}$ – среднее время самого контроля и поиска неисправностей;

$T_{ан}$ – среднее время считывания и анализа результатов контроля.

Быстродействие в ряде случаев удобно характеризовать информационным критерием (критерий Шеннона), учитывающим количество информации и возможности ее статистического кодирования. В этом случае для системы контроля и измерения информационный критерий B_1 определится как

$$B_1 = \frac{\sum_{i=1}^n (H_{oi} - H_i)}{T_{к.п} + T_{п.н}} , \quad (6)$$

где H_{oi} – энтропия i -го параметра до начала контроля;

$T_{к.п}$ – время контроля определяющих параметров;

$T_{п.н}$ – время поиска неисправностей.

При расчете быстродействия во многих случаях целесообразно использовать критерий Хартли, учитывающий только физические возможности системы. Тогда быстродействие эквивалентно информационной емкости B_2 , равной

$$B_2 = \frac{\sum_{i=1}^n \log m}{T_{к.п} + T_{п.н}}, \quad (7)$$

где m – число различных состояний, например, число уровней квантования в дискретной системе.

Характеристики входов и выходов включают в себя перечень и данные входов и выходов ИИС, а также устройств отображения информации. К последним относятся данные пульта управления, диспетчерского щита, данные дисплеев и т.д.

Характеристики технических средств включают данные о элементной базе (типы и серии микросхем и т.д.), типы готовых блоков, устройств и вспомогательного оборудования, включая источники питания.

Характеристики условий эксплуатации ИИС предполагают требования к температурному режиму работы, влажности, атмосферному давлению, устойчивости к перегрузкам, ударам, вибрации и т.д.

2 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ ИИС

2.1 Избыточность и методы ее уменьшения

2.1.1 Понятие избыточности

В зависимости от количества i обрабатываемых ИИС входных величин (сигналов) последние могут быть как непрерывными, так и дискретными. При $i = 1$ входные величины чаще всего являются непрерывными. При $i > 1$ входные непрерывные величины обычно преобразуются в дискретные. Количество данных, получаемых при решении современных научных и технических задач, очень велико, а их обработка и анализ весьма трудоемки. Большая скорость поступления данных не позволяет, например, использовать небольшие вычислительные машины. Можно записывать данные на магнитный носитель, а затем обрабатывать при малых скоростях, однако при этом теряется основное преимущество работы измерительного устройства в реальном масштабе времени. При этом не вся информация является одинаково важной (ценной). Одни данные постоянны, другие не всегда нужны. Поэтому разные физические величины следует измерять с разной частотой. Например, температуру как величину более статическую можно измерять реже, напряжение источников питания (кроме аварийного случая) – еще реже, так как оно может не изменяться в течение недель, суток и т.д. По литературным данным менее 5 % сообщений, передаваемых с объектов, запускаемых в космос, несут полезную информацию. Поскольку не все сообщения несут максимально возможную информацию, то значительную часть их можно сократить как **избыточную** [2,11 – 13].

Шеннон определил избыточность как часть сообщения, которая является несущественной и, следовательно, повторяющаяся в том смысле, что при потере ее полнота сообщения практически сохраняется или, по крайней мере, может быть восстановлена.

Избыточная информация увеличивает время обработки ее, а в ряде случаев необходимую полосу частот канала связи и мощность источников питания. Все это значительно усложняет измерительную аппаратуру.

Избыточность в ИИС вызывается следующими основными причинами:

- неоправданно частым измерением медленно меняющихся параметров;
- слишком близким расположением датчиков при измерении поля какой-либо физической величины;
- неоптимальным кодированием сигнала, особенно в телеизмерительных системах.

Например, для восстановления (с определенной погрешностью) кривой рисунка 10 достаточно иметь только точки а – е. Сокращение избыточности, уменьшая объем сигнала, облегчает условия работы канала связи и всей системы ИИС, но увеличивает возможность ошибки. При больших помехах, например, в космической радиотелеметрии, приходится не только передавать дополнительные точки, но и несколько раз повторять передачу информации об одной и той же точке. В этом случае повышение избыточности необходимо.

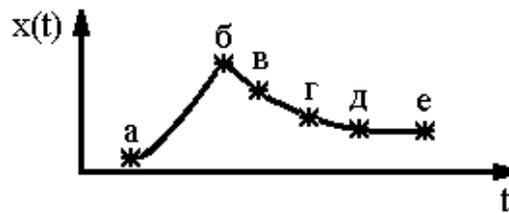


Рисунок 10 – Способы восстановления функциональной зависимости

Избыточности можно дать количественную оценку. Пусть передаваемое сообщение состоит из n элементов. Если то же самое количество информации можно передать меньшим числом элементов, например n_0 , то $n - n_0$ элементов оказываются лишними. Отношение числа лишних элементов к n_0 и служит мерой избыточности k , т.е.

$$k = \frac{n - n_0}{n_0} = \frac{n}{n_0} - 1. \quad (8)$$

Эту меру называют также **коэффициентом сжатия по числу элементов**. В ряде случаев применяется коэффициент сжатия по полосе и мощности.

Коэффициент сжатия по полосе – это отношение необходимой полосы частот канала связи системы без сокращения избыточности к полосе частот, где избыточность сокращена. Аналогично и по мощности.

2.1.2 Дискретизация по времени

В большинстве ИИС к одному общему измерительному устройству поочередно подключаются различные датчики, поэтому измерение или контроль параметров происходит не непрерывно, а в дискретные моменты времени, а затем по полученным в эти моменты значениям восстанавливается исходный процесс. Замену непрерывной измеряемой величины $x(t)$ рядом ее мгновенных значений, следующих через промежутки времени Δt , называют дискретизацией во времени; интервал Δt – шагом дискретизации, а частоту $F = 1/\Delta t$ – частотой дискретизации.

Одним из основных параметров ИИС является информационный поток от объекта на систему в целом и на ее отдельные элементы [5 – 6, 11]. Информационный поток от объекта зависит от его динамических характеристик и требований к точности измерений. Однако, как правило, этот поток является в значительной степени избыточным. Снижение избыточности может быть достигнуто:

- обоснованием действительно необходимых норм точности;
- обоснованием действительно необходимого числа замеров в единицу времени (частоты опроса), которое зависит от частоты дискретизации.

Методы дискретизации и восстановления сигналов после дискретизации можно разделить на несколько групп в зависимости от принятых признаков классификации. Используются следующие основные признаки классификации:

- регулярность отсчетов;
- критерий оценки точности дискретизации и восстановления;
- базисные функции;
- принцип приближения.

1 В соответствии с признаками регулярности отсчетов выделяют две основные группы методов: равномерную и неравномерную. Методы равномерной дискретизации нашли наиболее широкое применение, т.е. когда $\Delta t(t) = \text{const}$.

2 Из критериев оценки точности известны максимальный, средний квадратический, интегральный и вероятностно-зональный. Наиболее часто используется вероятностно-зональный критерий, определяемый соотношением

$$P\{\varepsilon(t) < \Delta\} = P_0, \quad (9)$$

где P_0 – допустимая вероятность того, что погрешность не превысит значение Δ .

Обычно считают P_0 заданной и ее принимают равной $P_0 = 0,95$. В этих условиях задаются только величиной Δ , которая в практических случаях выражается, как правило, приведенной к максимальной величине диапазона измерения в процентах.

3 Задача дискретизации непосредственно связана с задачей восстановления функции. При этом решетчатой функции $x_i(t)$, представленной выборками, необходимо поставить в соответствие непрерывную функцию, которая отличалась бы от исходной функции на величину, не превышающую заданную погрешность, т.е.

$$|x_i(t) - V(t)| < \Delta, \quad (10)$$

где $V(t)$ – воспроизводимая функция.

В качестве воспроизводящих функций могут применяться ортогональные ряды (ряды Фурье, Котельникова и т.д.), степенные полиномы и др. При обработке на ЭВМ наибольшее распространение получили степенные ряды из-за достаточно простых алгоритмов их реализации.

4 По принципу приближения используются три метода:

- 1) интерполяционный;
- 2) экстраполяционный;
- 3) комбинированный.

Интерполяционные методы имеют преимущество перед остальными, так как обеспечивают наибольшую точность, но они вносят задержку на период дискретизации, поэтому появляется дополнительная динамическая погрешность. Экстраполяционные методы применяются в том случае, когда ИИС входит в замкнутый контур управления объектом, в котором временные задержки недопустимы. Но они требуют большую частоту отсчетов и, следовательно, большего потока информации. В условиях конкретных задач могут применяться комбинированные методы.

2.1.3 Методы дискретного представления непрерывного сообщения.

Частота дискретизации

Дискретное представление непрерывных сообщений есть процесс преобразования функции непрерывного времени $f(t)$ (рисунок 11, а) в функцию дискретного времени f_i (рисунок 11, г), представляемую совокупностью коорди-

нат, по значениям которых может быть получена оценка исходного непрерывного сообщения $f(t)$ [5].

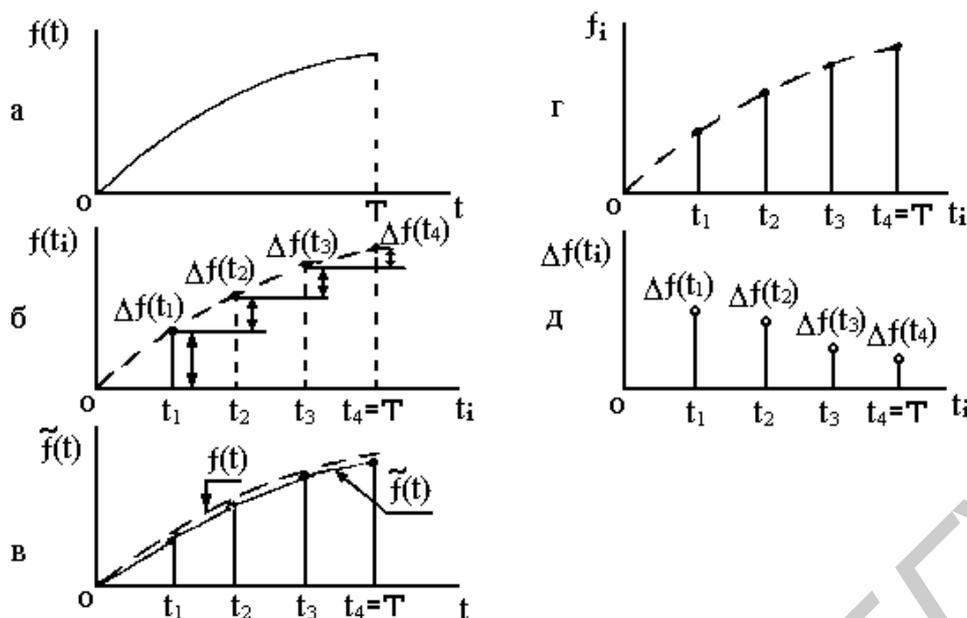


Рисунок 11 – Способы дискретного представления непрерывного сообщения

В общем виде дискретное представление непрерывного сообщения $f(t)$ на интервале T совокупностью координат сообщения f_i и последующее восстановление по ним исходного сообщения $f(t)$ можно записать соответственно в виде

$$(f_0, f_1, f_2, \dots, f_N) = \chi f(t), \quad (11)$$

$$f(t) = \mu (f_0, f_1, f_2, \dots, f_N), \quad (12)$$

где χ – оператор представления;

μ – оператор восстановления.

Операция (11) выполняется дискретизатором, а операция (12) – устройством восстановления сообщений источника.

В частном случае, когда координаты $f_i = f(t_i)$, $i = 0, 1, 2, \dots, N$, они являются выборками (непосредственными отсчетами исходного сообщения). Операторы χ и μ в общем случае могут быть как линейными, так и нелинейными, причем с одним и тем же оператором представления могут быть использованы разнообразные операторы восстановления и наоборот. Например, если оператор χ соответствует представлению выборками, когда $f_i = f(t_i)$, то оператор μ может осуществлять аппроксимацию, интерполяцию и т.д. Таким образом, задача дискретного представления сводится в общем случае к совместному выбору пары операторов χ и μ , обеспечивающих заданную погрешность представления. На практике чаще всего используются линейные операторы, так как они могут быть осуществлены наиболее простой аппаратной реализацией.

При линейном представлении и восстановлении операторы χ и μ примут следующий вид:

$$\chi f(t) = \int_0^T V_i(t)f(t)dt = f_i, \quad (13)$$

где $i = 0, 1, 2, \dots, N$;

$$\mu (f_0, f_1, f_2, \dots, f_N) = \sum_{i=0}^N f_i W_i(t) = \tilde{f}(t), \quad (14)$$

где $V_i(t)$ и $W_i(t)$ – весовые и базисные (координатные) функции соответственно.

Чаще всего выбирают $V_i(t) = W_i(t)$, и в основе их лежит текущее мгновенное значение (выборки) $f(t_i)$, когда

$$V_i(t) = \delta(t - t_i),$$

где $\delta(t - t_i)$ – дельта-функция Дирака.

При этом выражение (13) определяет дискретное представление по выборкам (см. рисунок 11, г). Однако может использоваться и способ представления разностями первого порядка, когда определяется $\Delta f(t_i)$ как $\Delta f(t_i) = f(t_i) - f(t_{i-1})$.

В этом случае

$$V_i(t) = \delta(t - t_i) - \delta(t - t_{i-1}). \quad (15)$$

Восстановление сообщения согласно (14) осуществляется при всех представлениях в виде полинома $\tilde{f}(t)$ степени N , который по отношению к исходному сообщению $f(t)$ называется аппроксимирующим (приближенным). В частном случае, когда в качестве координат используются выборки, а базисные функции совпадают со значениями выборок в моменты их отсчета (см. рисунок 11, г), этот полином называют интерполирующим (см. рисунок 11, в). При разностных представлениях (см. рисунок 11, б, д) восстановление выполняется, как правило, в два этапа: вначале по разностям вычисляются значения последовательных выборок, а затем по выборкам строится аппроксимирующий полином. Восстановление (14) можно рассматривать как линейную фильтрацию с импульсными функциями $W_i(t)$. Обычно при обобщенном дискретном представлении восстановление ведется на основе аппроксимации, а при дискретном представлении выборками и разностных представлениях – путем интерполяции.

Задача выбора интервала дискретизации $\Delta t = t_i - t_{i-1}$ впервые была решена В.А. Котельниковым, который в качестве аппроксимирующей функции выбрал тригонометрическую. Из теоремы Котельникова следует, что если какая-то функция времени $f(t)$ имеет спектр Фурье, ограниченный полосой частот F_B , то эту функцию можно представить с помощью дискретных значений, взятых через интервалы времени, равные $\Delta t = 1/2F_B$. Тогда за время T должно быть произведено

$$N = \frac{T}{\Delta t} = 2F_B T \quad (16)$$

отсчетов.

Однако любая ограниченная во времени функция имеет бесконечный спектр, поэтому, задаваясь величиной F_B , приходится пренебрегать высшими гармониками, что приводит к погрешности. При аппроксимации исследуемой функции полиномами иногда необходимо учитывать даже мгновенные выбросы измеряемой величины. В этом случае погрешность восстановления (воспроизведения) первоначальной функции удобнее оценивать максимальной величиной.

В тех случаях, когда определяется какая-то усредненная характеристика технологического процесса, а мгновенные выбросы измеряемой величины в какой-то точке на характеристике процесса не сказываются, в качестве критерия точности воспроизведения (восстановления) исследуемого процесса часто принимают среднюю квадратическую погрешность.

2.1.4 Определение частоты дискретизации и погрешности восстановления исследуемого процесса

Для восстановления дискретного сигнала чаще всего исследуемую функцию аппроксимируют степенным полиномом $P(t)$ вида [2,4,11]

$$P(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_n t^n. \quad (17)$$

Различают два вида аппроксимации: экстраполяцию и интерполяцию.

При **экстраполяции** по предшествующим характеристикам измеряемого параметра предсказывают характер его изменения в дальнейшем. Наиболее часто используемая экстраполяция называется ступенчатой при $n = 0$ (используется полином нулевой степени) или линейной при $n = 1$, где n – порядок экстраполирующего полинома.

Для экстраполяции исследуемой функции $x(t)$, непрерывной и имеющей все производные можно применять усеченный ряд Тейлора:

$$\begin{aligned} P(t) &= x(t_{i-1}) + x'(t_{i-1})(t - t_{i-1}) + x''(t_{i-1}) \frac{(t - t_{i-1})^2}{2!} + \dots + x^{(n)}(t_{i-1}) \frac{(t - t_{i-1})^n}{n!} = \\ &= \sum_{k=0}^n x^{(k)}(t_{i-1}) \frac{(t - t_{i-1})^k}{k!}. \end{aligned} \quad (18)$$

В этом случае необходимо измерить исследуемую величину, ее производные в начальной точке каждого интервала экстраполяции и моменты времени, соответствующие этим значениям. Абсолютная погрешность экстраполяции $\Delta(t)$ на i -м участке ($t_{i-1} < t < t_i$) равна

$$\Delta(t) = P(t) - x(t) \quad (19)$$

и определяется остаточным членом ряда Тейлора:

$$\Delta(t) = x^{(n+1)}(\xi) \frac{(t - t_{i-1})^{n+1}}{(n+1)!}, \quad (20)$$

где $x^{(n+1)}(\xi)$ – значение $(n+1)$ производной по времени от исследуемой функции в некоторой точке ξ i -го участка.

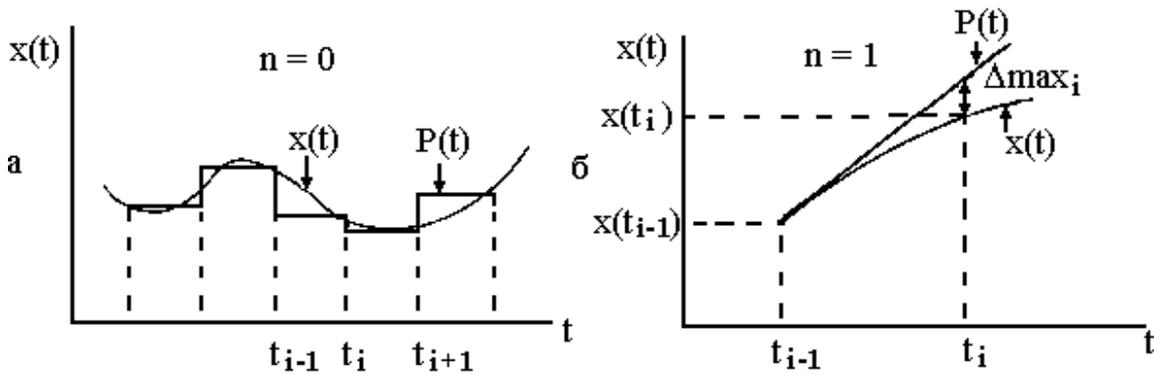


Рисунок 12 – Способы экстраполяции непрерывного процесса

При ступенчатой экстраполяции ($n = 0$) восстановленная кривая имеет вид, показанный на рисунке 12, а, и максимальная погрешность восстановления ограничивается неравенством

$$|\Delta_{\max_i}| \leq (x'_{\max_i})(t_i - t_{i-1}) = x'_{\max_i} \Delta t_i. \quad (21)$$

При линейной экстраполяции ($n = 1$) – рисунок 12, б, погрешность определяется как

$$|\Delta_{\max_i}| \leq (x''_{\max_i}) \frac{(t_i - t_{i-1})^2}{2} = x''_{\max_i} \frac{\Delta t_i^2}{2}, \quad (22)$$

где $x'_{\max_i}, x''_{\max_i}$ – максимальные значения производных первого и второго порядка.

При интерполяции решение о характере изменения функции $x(t)$ на каком-либо участке принимают не в начале участка, а в конце его с учетом значения этой функции в ряде точек, в том числе и на краях участка. Для интерполяции исследуемой функции пользуются, как правило, интерполяционным полиномом Лагранжа:

$$P(t) = \sum_{k=0}^n x(t_k) \frac{(t - t_0) \dots (t - t_{k-1})(t - t_{k+1}) \dots (t - t_n)}{(t_k - t_0) \dots (t_k - t_{k-1})(t_k - t_{k+1}) \dots (t_k - t_n)}. \quad (23)$$

Значение абсолютной погрешности интерполяции на i -м участке ($t_0 < t < t_n$) определяется остаточным интерполяционным членом в формуле Коши:

$$\Delta(t) = x^{(n+1)}(\xi) \frac{(t - t_0) \dots (t - t_n)}{(n+1)!}, \quad (24)$$

где $x^{(n+1)}(\xi)$ – значение $(n+1)$ производной исследуемой величины в некоторой точке внутри промежутка $t_0 < t < t_n$.

Так, при линейной интерполяции ($n = 1$) (рисунок 13, а) максимальная погрешность восстановления на i -м участке ограничена неравенством

$$|\Delta_{\max_i}| \leq x''_{\max_i} \frac{(t - t_{i-1})(t - t_i)}{2!} = x''_{\max_i} \frac{\Delta t_i^2}{2}. \quad (25)$$

При параболической интерполяции (рисунок 13, б), когда $n = 2$, погрешность определится выражением

$$|\Delta_{\max_i}| \leq x'''_{\max_i} \frac{(t - t_{i-2})(t - t_{i-1})(t - t_i)}{3!} = x'''_{\max_i} \frac{\Delta t_i^3}{6}, \quad (26)$$

где $\Delta t_i = (t_i - t_{i-1}) = (t_{i-1} - t_{i-2})$ – промежутки времени между соседними измерениями.

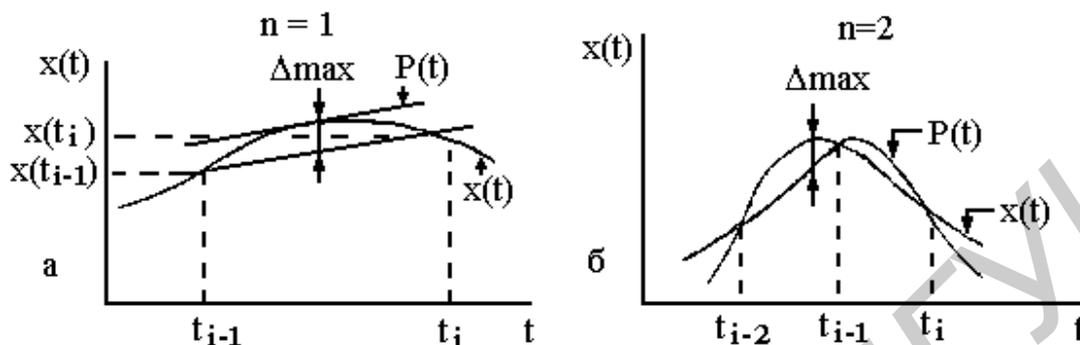


Рисунок 13 – Способы интерполяции непрерывного процесса

На практике многие процессы легко описываются функциями, близкими к гармоническим (колебательные процессы различных механических и электрических устройств). В этом случае реальную функцию $x(t)$ проще интерполировать синусоидой $P(t) = \cos(\omega t + \varphi_0)$, как показано на рисунке 14.

В точке $t = t_0$ функция $P(t)_{\max}$, при этом $\varphi_0 = 0$. Тогда $P(t) = \cos \omega t$. Так как в t_0 разность $|P(t) - x(t)| \rightarrow 0$, то $|x''(t)_{\max}| = |P''(t)_{\max}|$, и тогда в $t = 0$ $|P''(t)|$ максимальна, при этом $|P''(t)_{\max}| = \omega^2$. Из последнего равенства следует, что $\omega^2 = |x''(t)_{\max}|$, откуда $\omega = \sqrt{|x''(t)_{\max}|}$. Тогда формула аппроксимирующей косинусоиды примет вид

$$P(t) = \cos(\sqrt{|x''(t)_{\max}|} \cdot t). \quad (27)$$

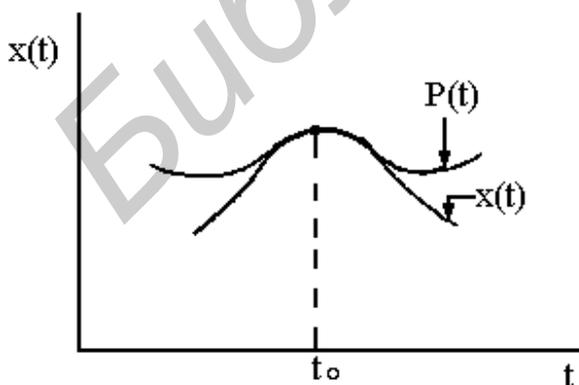


Рисунок 14 – Аппроксимация косинусоидой

Поскольку амплитуда косинусоиды не определена, то положим ее равной погрешности дискретизации Δ_{\max} . Тогда $P(t) = \Delta_{\max} \cos \omega t$, а при $t = 0$

$$P''(t)_{\max} = \Delta_{\max} \times \omega^2 = |x''(t)_{\max}|,$$

откуда

$$\omega = \sqrt{\frac{x''(t)_{\max}}{\Delta_{\max}}}. \quad (28)$$

Из (28) следует, что так как частота отсчетов равна удвоенной частоте аппроксимирующей функции, то частота дискретизации F_d будет равна

$$F_d = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{x''(t)_{\max}}{\Delta_{\max}}}. \quad (29)$$

Обычно принято выражать погрешность Δ_{\max} в виде приведенной погрешности к максимальной величине диапазона измерения в процентах σ . Тогда

$$F_d = \frac{10}{\pi} \sqrt{\frac{|x''(t)_{\max}|}{\sigma \cdot A}}, \quad (30)$$

где σ – приведенная погрешность в процентах;
 A – диапазон измерений.

Из соотношений (21), (22), (24), (25), (30) можно определить шаг дискретизации Δt , а следовательно, и частоту дискретизации F_d в зависимости от выбранного метода восстановления измеряемой величины $x(t)$. Принимаемые при этом значения Δ_{\max} должны быть равны допустимому значению погрешности Δ_d при максимально возможных скоростях изменения исследуемого процесса, что приводит к тому, что частота дискретизации будет завышена.

Задача № 2.1

Измерительный процесс характеризуется сигналом $S(t) = (5\sin\omega t + 3\sin 3\omega t)$ В, при этом частота измерительного процесса $f = 100$ Гц. Определить, какова должна быть частота дискретизации f_d указанного сигнала в случае экстраполяции его степенным полиномом степени $n = 0$, если погрешность восстановления сигнала не должна превышать $\Delta_{\max_i} \leq 0,1$ В.

Задача № 2.2

Измерительный процесс характеризуется сигналом $S(t) = (3\cos\omega t + 0,5\cos 3\omega t)$ В, при этом частота измерительного процесса $f = 100$ Гц.

Определить, какова должна быть частота дискретизации f_d указанного сигнала в случае интерполяции его степенным полиномом степени $n = 1$, если погрешность восстановления сигнала не должна превышать $\Delta_{\max_i} \leq 0,1$ В.

Задача № 2.3

Определить частоту дискретизации f_d измерительного процесса, связанного с измерением параметров состояния пилота, если высота полета самолета $A = 10\,000$ м, а допустимая погрешность дискретизации измерительных параметров Δ не должна превышать 0,2 %, при этом допустимая максимальная перегрузка по вертикальной оси самолета $N_d = 5g$, и $x''(t)_{\max} = (N_d - 1) \times 9,8$.

2.1.5 Методы сокращения избыточности при дискретизации по времени

Для сокращения избыточности при дискретизации по времени необходимо определить оптимальное число выборок [2]. Рассмотрим один канал ИИС, показанный на рисунке 15, состоящий из измерительного устройства (ИУ), устройства обработки (УО), регистрирующего устройства (РУ) и потребителя информации (ПИ). В такой системе сокращение избыточности можно провести на разных этапах.

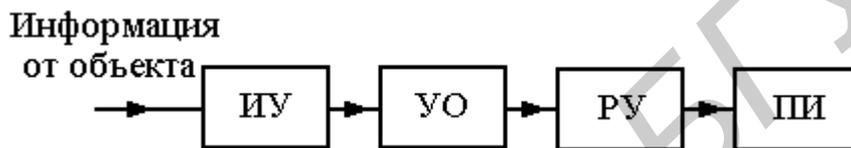


Рисунок 15 – Структурная схема обобщенного измерительного канала

Можно, например, избыточность сократить на этапе обработки информации (рисунок 16, а). В этом случае используют равномерную дискретизацию, весь поток сообщения проходит через измерительную часть, а обрабатываются и передаются дальше только необходимые данные. Являются ли данные существенными или избыточными, зависит от заданной погрешности и других факторов.

Можно сокращать избыточность и на предыдущем этапе (рисунок 16, б), т.е. измерять, используя не равномерный шаг дискретизации, а адаптивный – самоприспосабливающийся к различным скоростям изменения процесса.

Кроме этого, можно следить за сигналом до подачи его на измерительную часть системы и подключать к ней только тогда, когда разность между входным сигналом и значением аппроксимирующей функции на данном интервале времени не превысит допустимую погрешность. Осуществляют такое подключение адаптивным коммутатором.

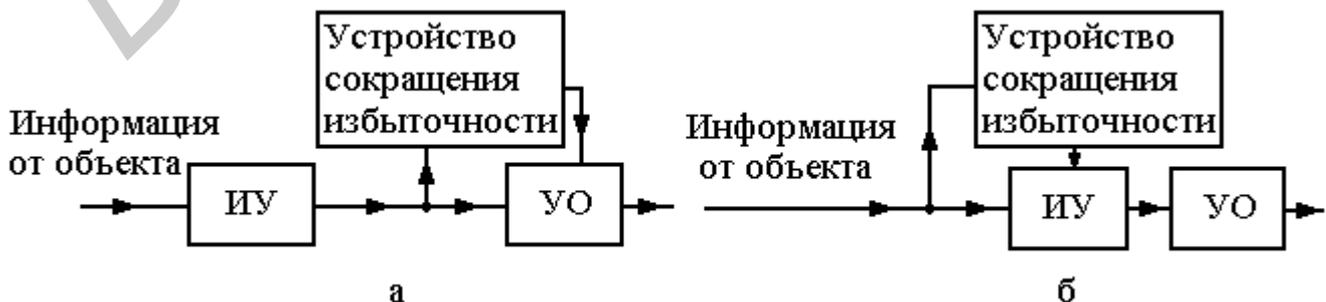


Рисунок 16 – Способы сокращения избыточности

В перечисленных методах сокращения избыточности, называемым адаптивным временем квантования (АВК), применяют одни и те же алгоритмы, а различие заключается только в месте включения соответствующих устройств.

В настоящее время разработано большое число методов АВК. Например, методы экстраполяции и интерполяции исследуемого процесса степенными полиномами, которые рассматривались выше. Применяются и другие интерполяционные формулы: Ньютона, Гаусса, Бесселя, Стирлингера и т.д., которые являются разновидностями интерполяционной формулы Лагранжа.

Рассмотрим возможность реализации метода АВК, основанного на экстраполяции исследуемого процесса полиномом (17). Упрощенная структурная схема устройства АВК при экстраполяции полиномом ($n = 0$) нулевого порядка (ступенчатая экстраполяция, рисунок 12, а) показана на рисунке 17. При $n = 0$ имеем $P_i(t) = x(t_{i-1})$, и исследуемый процесс следует измерять в момент выполнения равенства

$$|x(t_{i-1}) - x(t)| = \Delta_d. \quad (31)$$

Для этого в момент времени t_{i-1} , соответствующий началу каждого участка экстраполяции, замыкается ключ К и запоминающее устройство (ЗУ) запоминает значение исследуемой величины в этот момент времени, т.е. $x(t_{i-1})$. На вычитающее (ВУ) непрерывно подается текущее значение исследуемой величины $x(t)$ и $x(t_{i-1})$. Их разность $\Delta x(t)$ в сравнивающем устройстве (СУ) сопоставляется с Δ_d . В момент равенства $\Delta x(t) = \Delta_d$ на выходе СУ формируется команда на измерение в измерительном устройстве (ИУ) и возвращение устройства АВК в исходное состояние (ключ К размыкается).

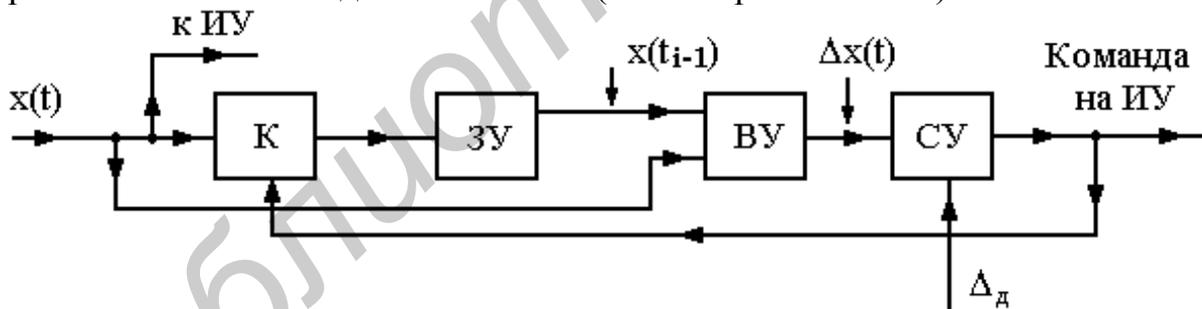


Рисунок 17 – Структурная схема АВК для ступенчатой экстраполяции

При экстраполяции полиномом первого порядка $n = 1$ и согласно (18)

$$P_i(t) = x(t_{i-1}) + x'(t_{i-1})\Delta t, \quad (32)$$

где $\Delta t = t_i - t_{i-1}$.

Откуда следует, что каждое последующее измерение должно производиться в момент выполнения равенства

$$x(t) - P_i(t) = \Delta_d. \quad (33)$$

Тогда

$$|x(t_{i-1}) + x'(t_{i-1})\Delta t - x(t)| = \Delta_{\delta}, \quad (34)$$

или

$$|x'(t_{i-1})\Delta t - \Delta x(t)| = \Delta_{\delta}, \quad (35)$$

где $\Delta x(t) = x(t) - x(t_{i-1})$.

Формула (35) является алгоритмом построения устройства АВК при $n = 1$, структурная схема которого показана на рисунке 18.

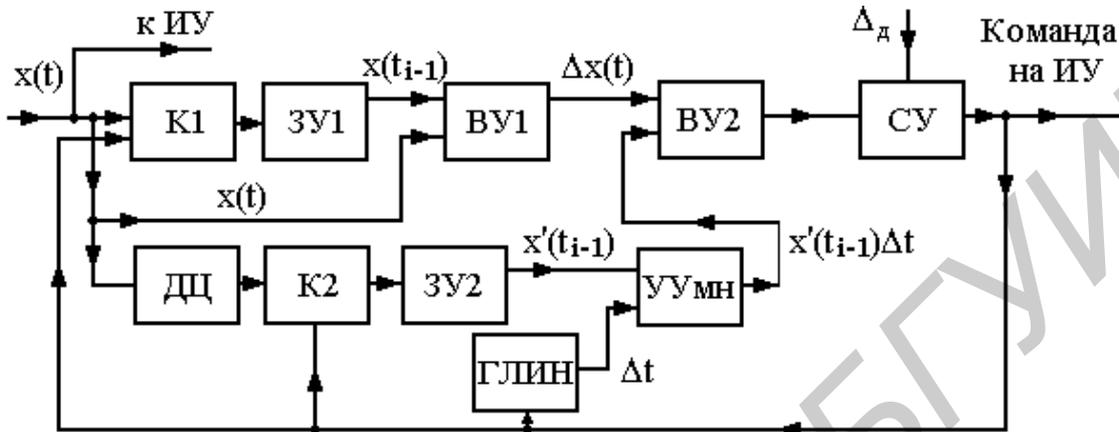


Рисунок 18 – Структурная схема АВК первого порядка

В начале каждого участка экстраполяции на малое время замыкаются ключи $K1$ и $K2$ и величина $x(t)$ подается на запоминающее устройство $3У1$ непосредственно, а на $3У2$ – через дифференцирующую цепь (ДЦ). Таким образом, устройства $3У1$ и $3У2$ запоминают значения $x(t_{i-1})$ и $x'(t_{i-1})$. Величина $x(t_{i-1})$ далее поступает на вычитающее устройство $ВУ1$, на второй вход которого непрерывно поступает $x(t)$. Разность этих величин $\Delta x(t)$ подается на второе вычитающее устройство $ВУ2$. Генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) с момента времени t_{i-1} выдает сигнал, пропорциональный текущему времени $\Delta t = t - t_{i-1}$. Этот сигнал, умноженный устройством умножения (УУМН) на $x'(t_{i-1})$, подается на второй вход $ВУ2$, где определяется разность двух величин $\Delta x(t)$ и $x'(t_{i-1})\Delta t$, которая в сравнивающем устройстве (СУ) сопоставляется с допустимой погрешностью Δ_{δ} . Команда на изменение и возвращение устройства АВК в исходное состояние подается в момент выполнения равенства (35). На основе вышеизложенного можно построить АВК любого порядка. На практике чаще всего используют экстраполирующие полиномы нулевого порядка. Они наиболее просты и обеспечивают высокий коэффициент сжатия.

Быстродействие системы, использующей АВК, можно повысить, если избыточность уменьшается раньше (рисунок 19), т.е. с помощью адаптивных коммутаторов (ключей). Здесь датчики подключаются к преобразователю аналог-код (АЦП) системы с помощью коммутатора (К), на который воздействуют не только сигналы от устройства управления (УУ), но и сигналы с аналоговых

вычислителей погрешности (АВП_n). Сигналы от устройства управления поступают равномерно во времени, а сигналы с АВП_n только тогда, когда разность $|P(t) - x(t)| = \Delta_d$ превысит допустимую Δ_d . При отсутствии сигнала с *i*-го АВП *i*-й датчик не подключается.

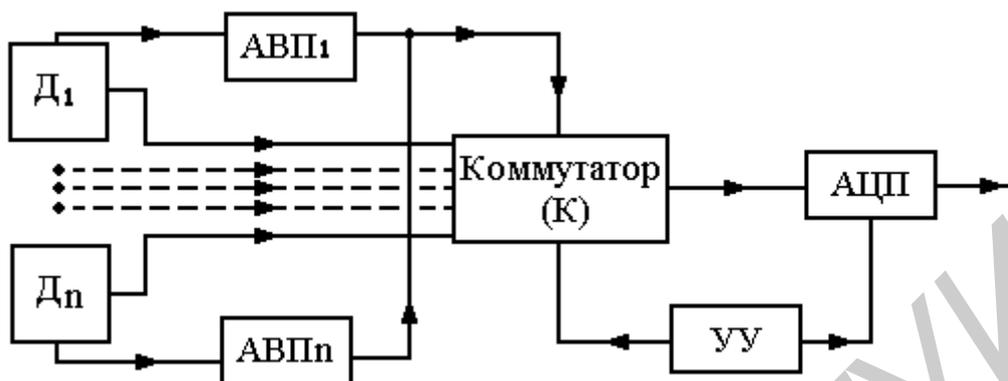


Рисунок 19 – Структурная схема АВК с адаптивным коммутатором

2.2 Помехоустойчивость ИИС и методы ее повышения

2.2.1 Помехи. Помехоустойчивость системы

Под **помехой** понимается любой дестабилизирующий фактор, действующий на сигнал и вызывающий потерю информации. Таким образом, помеха – причина возникновения погрешности или сбоя. В измерительной технике удобно с точки зрения учета воздействия дестабилизирующих факторов представлять ИИС в виде трех функциональных устройств, соответствующих территориальному размещению аппаратуры (рисунок 20), так как каждая зона размещения характеризуется своими дестабилизирующими факторами. В зоне объекта исследования устанавливаются датчики, а также могут быть устройства, преобразующие измерительную информацию к виду, удобному для дальнейшей передачи. Дестабилизирующими факторами здесь являются как сами объекты исследования, так и метеорологические условия. В общем случае эта зона характеризуется большими изменениями температуры, ускорений, вибраций, агрессивным влиянием химической среды и т.д. [2,5,14,15].

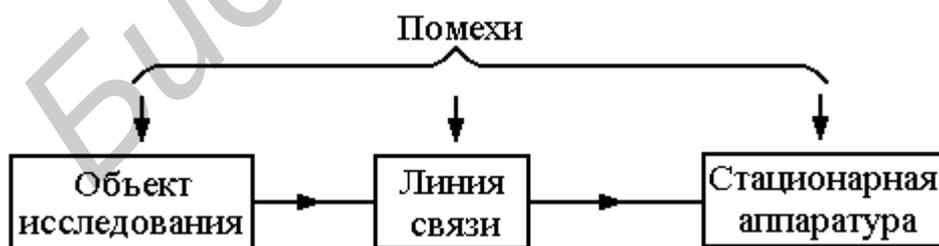


Рисунок 20 – Обобщенная структурная схема измерительного канала

К основным дестабилизирующим факторам во второй зоне (линии связи) относятся электромагнитные поля, атмосферные влияния, иногда физико-химическая среда.

В зоне расположения стационарной аппаратуры основными дестабилизирующими факторами являются изменения температуры и напряжения питания.

По характеру воздействия помехи могут подразделяться на **случайные** и **систематические**.

Случайные помехи представляют собой последовательность импульсов, имеющих случайные амплитуды, длительности и время появления отдельных импульсов. Максимальное напряжение U_{\max} , обусловленное импульсной помехой на выходе какого-нибудь устройства, пропорционально ширине полосы пропускания Δf этого устройства, а пиковая мощность P_{Π} – корню квадратному из полосы, т.е. $U_{\max} \cong \Delta f$, а $P_{\Pi} \cong \sqrt{\Delta f}$.

Систематические помехи могут иметь постоянное значение и изменяющиеся, например прогрессирующие. К первому виду помехи можно отнести синусоидальные и флуктуационные; ко второму – помехи, обусловленные медленным изменением температуры, влажности и т.д.

Синусоидальные помехи представляют собой колебания одной частоты или сумму синусоидальных колебаний нескольких частот.

Флуктуационные помехи можно представить как наложение случайно распределенных во времени импульсов, имеющих случайные характеристики, т.е. представляют собой хаотически изменяющееся непрерывное колебание.

Способность ИИС нормально функционировать (т.е. получать, обрабатывать, выдавать информацию) при наличии помех называется **помехоустойчивостью** системы. Чем меньше отличается выходной сигнал от входного при наличии тех или иных помех, тем большей помехоустойчивостью обладает система. Современные ИИС работают, как правило, под воздействием большого числа разнообразных дестабилизирующих факторов. Особенно это относится к измерениям на самолетах, спутниках, ракетах, различным управляющим системам производственного назначения. Поэтому для нормального функционирования любой системы необходимо применять специальные меры по повышению ее помехоустойчивости. Наиболее разработаны методы повышения помехоустойчивости в теории связи, однако многие из них можно использовать как при построении телеизмерительных систем, так и систем ближнего действия.

Наиболее известные методы, повышающие помехоустойчивость телеизмерительных систем, следующие:

- выбор помехоустойчивых видов модуляции;
- помехоустойчивое кодирование (корректирующие коды);
- использование помехоустойчивых методов приема;
- введение обратных связей.

Повысить помехоустойчивость можно и более простым способом – увеличением мощности сигнала, что приводит к увеличению отношения мощностей сигнала/помеха, но при этом увеличивается потребление электроэнергии. Рассмотрим наиболее распространенные методы повышения помехоустойчивости.

2.2.2 Использование помехоустойчивых видов модуляции

Передача сообщения от источника информации (датчика) к потребителю осуществляется с помощью физического носителя – электрического сигнала. Как правило, превращение сообщения в сигнал состоит из трех операций, независимых или совмещенных: преобразования, модуляции и кодирования. В измерительной технике под преобразованием понимается как преобразование неэлектрической величины в электрическую, так и одной электрической величины в другую, например переменного тока в постоянный.

Под **модуляцией** понимается воздействие измерительной величины на какой-либо параметр носителя, т.е. сигнала. Характер воздействия помехи зависит от того, каким образом передается информация об измеряемом параметре, т.е. какой используется вид модуляции.

В качестве носителя (т.е. сигнала) информации может быть выбрано как синусоидальное напряжение, называемое **несущим** напряжением (колебанием), так и напряжение импульсной формы (рисунок 21).

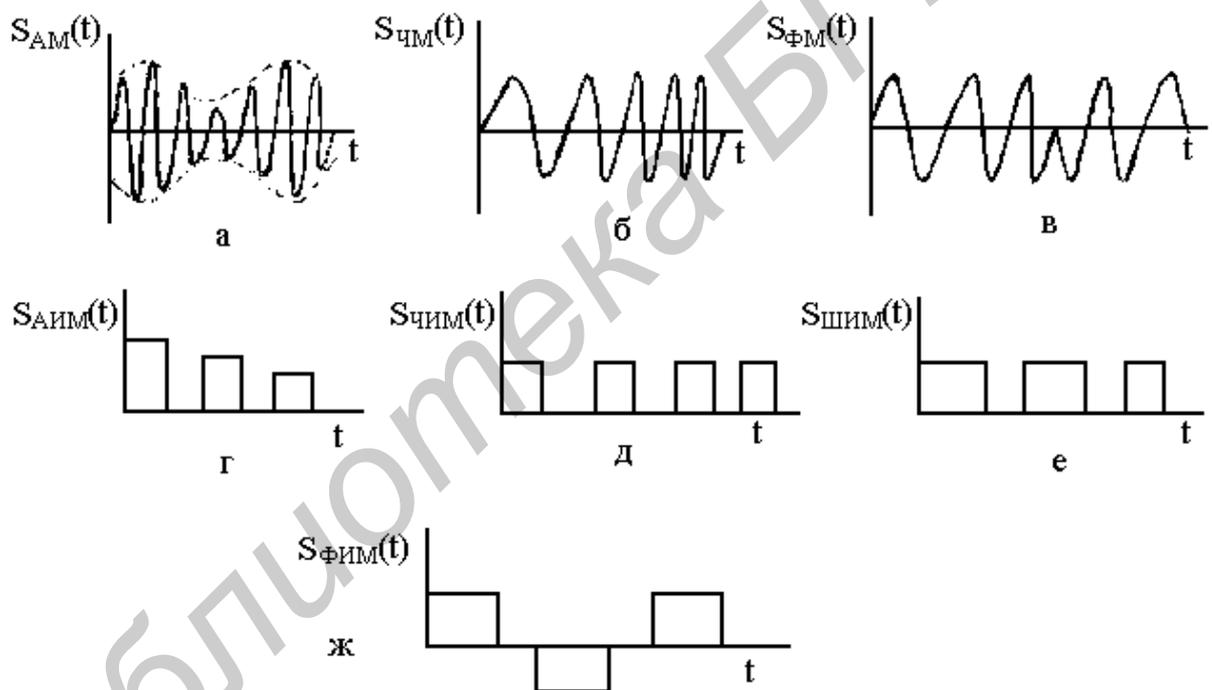


Рисунок 21 – Виды модуляций, используемых для передачи информации

В зависимости от того, на какой параметр сигнала воздействует измеряемая величина, различают модуляции при синусоидальном носителе: амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ), а при импульсном носителе: амплитудно-импульсную (АИМ), частотно-импульсную (ЧИМ) и время-импульсную (ВИМ), которая делится на широтно-импульсную (ШИМ) и фазо-импульсную (ФИМ).

Для передачи кодовых групп применяют совмещение модуляции с кодированием. Например, кодовую группу 1001 можно передавать как последовательностью импульсов (рисунок 22, а), так и использовать частотную модуляцию (рисунок 22, б). В реальных условиях на носитель информации воздействует не

только измеряемая величина, но и помехи, которые оказывают влияние на все параметры носителя.

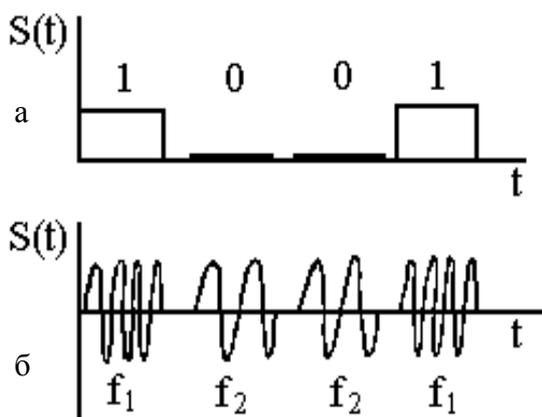


Рисунок 22 – Пример модуляции и кодирования

Возникают так называемые «паразитные» виды модуляции (амплитуды, частоты, фазы). Оценить помехоустойчивость системы можно отношением напряжения сигнала U_c к напряжению помехи U_{Π} или отношением их мощностей на выходе демодулятора. Поэтому важнейшей характеристикой системы в целом является энергетическое отношение сигнала к помехе (шуму) на выходе приемника, которым является измерительная цепь.

Под энергетическим отношением α^2 будем понимать отношение мощности сигнала P_c к мощности $P_{\text{ш}}$ в удвоенной эффективной полосе сообщения $2\Delta F_c$ и определяемым выражением

$$\alpha^2 = (P_c / P_{\text{ш}})_{\text{ex}} \cdot M, \quad (36)$$

где $M = \Delta F_c T$; T – время, необходимое для передачи одного отсчета сообщения.

Назначение любой системы передачи состоит в том, чтобы обеспечить передачу максимального или заданного количества информации в отведенное время с требуемым количеством. Поэтому естественно в качестве критерия сравнения и оптимальности систем передачи выбирать вероятностные характеристики качества (верности) передачи сообщений. Для обобщенного энергетического критерия оптимальности (помехоустойчивости) различных систем передачи обычно используют минимум порогового отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности помехи, при котором в заданных условиях еще обеспечивается требуемое качество передачи информации, т.е.

$$\alpha^2_{\text{пор}} = f_1(\sigma_{\text{н}}, P_{\text{ан}}) = f_2(\sigma_{\Sigma}) = \min, \quad (37)$$

где $\sigma_{\text{н}}$ – дисперсия приведенной нормальной погрешности при заданной вероятности появления аномальных ошибок $P_{\text{ан}}$ за определенное время;
 σ_{Σ} – суммарная заданная погрешность.

В системах параллельного действия преимущественно применяются сигналы с АМ, ЧМ и ФМ [5].

2.2.3 Сравнительная оценка помехоустойчивости АМ и ЧМ (ФМ) сигналов

При АМ амплитуда радиосигнала U_0 , как известно (см. рисунок 21, а), изменяется по закону управляющего сообщения $S_M(t) = U_M \cdot \cos \Omega t$ и высокочастот-

ный сигнал $S_{AM}(t)$ будет равен

$$S_{AM}(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos (\omega_0 t + \varphi_0), \quad (38)$$

где ω_0 – частота несущего колебания; U_0 – его амплитуда;

Ω – частота модулирующего колебания; U_M – его амплитуда;

m – коэффициент амплитудной модуляции, равный $m = \Delta U / U_0$;

ΔU – изменение амплитуды несущего колебания в зависимости от

$S_M(t)$, т.е. $\Delta U = k S_M(t)$;

k – коэффициент, учитывающий свойства модулятора.

Предположим, что полезная информация выделяется из АМ сигнала на выходе амплитудного детектора (демодулятора) (АД), представляющего собой простое усилительное устройство с коэффициентом передачи k_{AD} (детектор огибающей). Тогда отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе детектора будет определяться как [5]

$$\alpha_{AM}^2 = (P_c / P_{ш})_{\text{вых. АД}}, \quad (39)$$

где P_c – средняя мощность сигнала на выходе детектора;

$P_{ш}$ – мощность шума на выходе АД, которые будут равны соответственно:

$$P_{c.АД} = 2 k_{AD}^2 m^2 U_0^2 \quad (40)$$

$$P_{ш.АД} = 2 k_{AD}^2 N_0^2 F_c, \quad (41)$$

где N_0^2 – спектральная плотность мощности белого шума (Вт/Гц).

Подставив (40) и (41) в (39), получим

$$\alpha_{AM}^2 = \frac{m^2 U_0^2}{N_0^2 F_c} = 2 m^2 \alpha_H^2, \quad (42)$$

где $\alpha_H^2 = \frac{U_0^2}{N_0^2 2F_c}$ – отношение мощности немодулированной несущей

$P_H = U_0^2$ к мощности шума $P_{ш} = N_0^2 2F_c$ в удвоенной информативной полосе частот на сопротивлении $R = 1$ Ом.

Если учесть, что средняя мощность передатчика при гармоническом модулирующем сигнале будет равна

$$P_{ср.АМ} = P_H (1 + m^2/2), \quad (43)$$

то выражение (42) с учетом (43) примет вид

$$\alpha_{AM}^2 = m^2 U_0^2 / \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) N_0^2 2F_c. \quad (44)$$

При $m = 1$ (44) преобразуется к виду

$$\alpha_{AM}^2 = \frac{2}{3} \alpha_H^2 = \frac{2}{3} (P_c / P_{ш})_{вх} . \quad (45)$$

Дисперсия приведенной нормальной погрешности определится соотношением

$$\sigma_H^2 = \left| \frac{P_{ш}}{(P_c + P_{ш})} \right|_{\text{вых.АД}} \cong \frac{1}{2\alpha_H^2 m^2} . \quad (46)$$

При угловой модуляции (УМ) по закону передаваемого сообщения изменяется полная фаза $\varphi(t)$ гармонического несущего колебания. Угловая модуляция, как известно, делится на частотную (ЧМ – см. рисунок 21, б) и фазовую (ФМ – см. рисунок 21, в). Аналитическое выражение ЧМ записывается в следующем виде:

$$S_{ЧМ}(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + \theta(t)] , \quad (47)$$

где $\theta(t) = f[S_m(t)]$ – фаза сигнала является функцией от модулирующего сообщения $S_m(t)$.

При ФМ

$$\theta_{ФМ}(t) = \beta_{ФМ} S_m(t) , \quad (48)$$

а при ЧМ

$$\theta_{ЧМ}(t) = \Omega_d \int_0^t S_m(t) dt , \quad (49)$$

где $\beta_{ФМ}$ – индекс ФМ;

Ω_d – частота девиации.

Если при АМ спектр сигнала является ограниченным (рисунок 23,а) и его ширина ΔF_{AM} определяется как

$$\Delta F_{AM} = 2 F_{c_{max}} , \quad (50)$$

то при ЧМ и ФМ ширина спектра, как известно, бесконечна (рисунок 23,б).

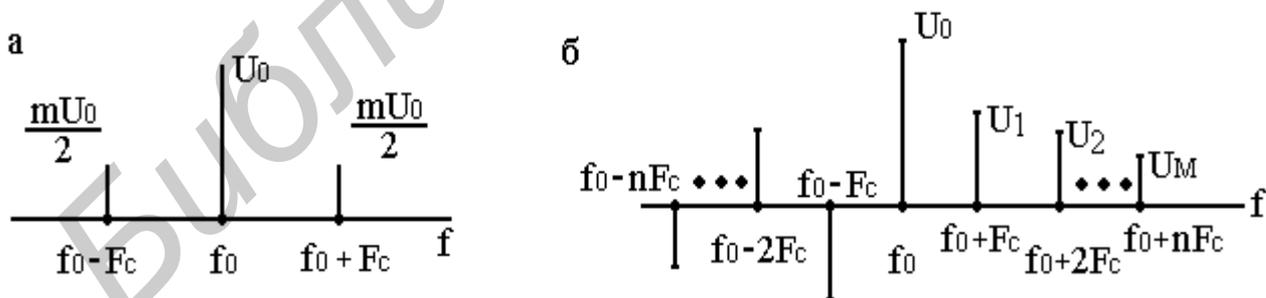


Рисунок 23 – Спектры АМ и ЧМ сигналов

Однако амплитуды боковых составляющих спектра U_m быстро убывают, и его можно ограничить соотношением

$$\Delta f_{ЧМ,ФМ} = 2F_c (\beta_{ЧМ(ФМ)} + 1) . \quad (51)$$

Помехоустойчивость ЧМ (ФМ) можно определить подобно тому, как это делалось для АМ (при слабых помехах) согласно (39). Для этого можно опреде-

литель мощность полезного сигнала $P_{счД}$ на выходе частотного детектора (ЧД), которая будет равна

$$P_{счД} = k_{чД}^2 \Omega_o^2, \quad (52)$$

где $k_{чД}^2$ – коэффициент передачи частотного детектора, а мощность шума

$$P_{шчД} = \frac{k_{чД}^2 \Omega_c^2 F_c N_o^2}{3U_o^2}. \quad (53)$$

Подставив (52) и (53) в (39), получим для гармонического сообщения

$$\alpha_{чМ}^2 = (P_c / P_{ш})_{вых.чМ} = 3\alpha_n^2 \beta_{чМ}^2, \quad (54)$$

$$\text{где } \alpha_n^2 = \frac{U_o^2}{N_o^2 2F_c};$$

$$\beta_{чМ} = \frac{\Omega_o}{\Omega_c} \text{ – индекс частотной модуляции.}$$

Дисперсия приведенной нормальной средней квадратической погрешности в случае, если передаваемое сообщение является гармоническим $S_m(t) = U_m \cos \Omega_c t$, согласно (46) будет равна

$$\sigma_n^2 \cong \frac{1}{3\alpha_n^2 \beta_{чМ}^2}. \quad (55)$$

Если сопоставить выражения $\alpha_{АМ}^2$ и $\alpha_{чМ}^2$ в (45) и (54), то получим, что частотная модуляция по сравнению с амплитудной при слабых помехах обеспечивает при гармоническом модулирующем сообщении следующий выигрыш ($B_{чМ}$) по помехоустойчивости:

$$B_{чМ} = \frac{(P_c / P_{ш})_{вых.чД}}{(P_c / P_{ш})_{вых.АМ}} = \frac{9\alpha_n^2 \beta_{чМ}^2}{2\alpha_n^2} = 4,5\beta_{чМ}^2. \quad (56)$$

Аналогично можно получить и для ФМ:

$$\alpha_{ФМ}^2 = (P_c / P_{ш})_{вых.ФД} = 2\alpha_n^2 \beta_{ФМ}^2. \quad (57)$$

Из (56) и (57) видно, что при частотной модуляции относительное влияние помехи на выходе в $4,5\beta_{чМ}^2$, а при ФМ – в $3\beta_{ФМ}^2$ раз меньше, чем при АМ. Однако, так как индекс ЧМ и ФМ обычно при этом больше единицы, то относительное влияние помехи уменьшается в десятки и сотни раз.

Недостаток: при ЧМ (ФМ) значительно расширяется спектр частот сигнала, что накладывает дополнительные требования на широкополосность аппаратуры.

Выражения для $(P_c/P_{ш})_{\text{вых}}$ для различных видов модуляции и моделей передаваемых сообщений (гармонических, речевых, многоканальных) приведены [5] в таблицах 1 и 2.

Таблица 1 – Определение отношения мощности сигнал / шум на выходе демодуляторов в зависимости от вида передаваемого сообщения

Метод передачи гармонического сообщения	$(P_c/P_{ш})_{\text{вых}}$	Занимаемая полоса частот, Гц
АМ	$\alpha_n^2 \frac{m^2}{1 + \frac{m^2}{2}}$	$2F_c$
ОМ	$2\alpha_n^2$	F_c
БМ	$2\alpha_n^2$	$2F_c$
ЧМ	$3\alpha_n^2 \beta_{\text{ЧМ}}^2$	$2F_c (\beta_{\text{ЧМ}} + 1)$
ФМ	$2\alpha_n^2 \beta_{\text{ФМ}}^2$	$2F_c (\beta_{\text{ФМ}} + 1)$

Таблица 2 – Отношение $(P_c/P_{ш})_{\text{вых}}$ для сигналов с ограниченным спектром

Вид угловой модуляции	Сообщение $S_m(t)$	$(P_c/P_{ш})_{\text{вых}}$
ФМ	Случайное с равномерным ограниченным спектром $(0 - F_c)$	$2\alpha_n^2 \beta_{\text{ФМ}}^2$
	Гармоническое $S_m(t) = \cos \Omega_c t$	$\alpha_n^2 \beta_{\text{ФМ}}^2$
	Многоканальное с равномерным ограниченным спектром $(F_H - F_c)$ и частотным разделением каналов	$\frac{2\alpha_n^2 \beta_{\text{ФМ}}^2}{1 - \left(\frac{\Omega_n}{\Omega_c}\right)^3}$
ЧМ	Случайное с равномерным ограниченным спектром $(0 - F_c)$	$6\alpha_n^2 \beta_{\text{ЧМ}}^2$
	Гармоническое $S_m(t) = \cos \Omega_c t$	$3\alpha_n^2 \beta_{\text{ЧМ}}^2$
	Многоканальное с равномерным ограниченным спектром $(F_H - F_c)$ и частотным разделением каналов	$\frac{2\alpha_n^2 \beta_{\text{ЧМ}}^2}{1 - \left(\frac{\Omega_n}{\Omega_c}\right)^2} \left(\frac{\Omega_c}{\Omega_n}\right)^2$

2.2.4 Сравнительная оценка помехоустойчивости импульсно-модулированных (ИМ) сигналов

В системах ближнего действия широко используются сигналы с временно-импульсной (ВИМ), широтно-импульсной (ШИМ) и амплитудно-импульсной

(АИМ) модуляцией (см. рисунок 21, г, д, е, ж). ВИМ и ШИМ имеют значительное преимущество по помехоустойчивости по сравнению с АИМ, однако системы, использующие АИМ сигналы, обладают большим быстродействием и более простой аппаратурной реализацией [5].

Используя соотношения, определяющие энергетическое отношение (α^2) мощности сигнала к мощности шума (36) и приведенную (σ_n^2) среднюю квадратическую погрешность (46), для ЧМ сигналов можно получить обобщенное соотношение, связывающее указанные величины, в следующем виде:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{kM^2\alpha_n^2}, \quad (58)$$

где M – число степеней свободы сигнала-переносчика информации;
 k – численный коэффициент, зависящий от вида сигнала и вычисляемой погрешности.

Для наиболее распространенных сигналов с ИМ значения k и M приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Значения числа степеней свободы сигнала M и численного коэффициента k от вида огибающей сигнала

Вид огибающей сигнала	Аналитическая запись сигнала $S(t)$	Число степеней свободы сигнала M	Численный коэффициент k
1 АИМ – ЧМ Прямоугольная	$U_m \cos[(\omega_o + \lambda \Omega_d)t + \varphi_o]$	$2F_d \tau_{и}$	$\frac{2\pi^2}{3}$
Синусоидальная	$U_m \sin(\frac{\pi}{\tau_u} t) \times \cos[(\omega_o + \Omega_o)t + \varphi_o]$	$2F_d \tau_{и}$	$\frac{2\pi^2}{3,55}$
2 АИМ – ФМ Синусоидальная	$U_m \sin[\frac{\pi}{\tau_u}(t - \frac{\Delta\tau}{2}\lambda)] \times \cos(\omega_o t + \varphi_o)$	$\frac{\Delta\tau}{\tau_{и}}$	$\frac{\pi^2}{2}$
<p>Примечания:</p> <p>1 λ – параметр модуляции, который принимается равным $\lambda = \text{const}$ на интервале наблюдения;</p> <p>2 $\tau_{и}$ – длительность ИМ сигнала;</p> <p>3 $\Omega_d = 2\pi F_d$ – частота девиации ЧМ сигнала;</p> <p>4 $\Delta\tau$ – временная девиация фазы.</p>			

2.2.5 Кодирование как способ повышения помехоустойчивости системы

Одной из наиболее часто встречающихся задач в ИИС является передача сведений о числовых значениях физических величин, характеризующих ход того или иного процесса. При передаче измерительной информации на значи-

тельные расстояния, как правило, для повышения помехоустойчивости ИИС применяется кодирование [2, 13].

Кодирование – это процесс преобразования непрерывного сообщения в дискретный с последующим представлением дискретного сигнала в виде кода. Для передачи непрерывных сообщений наиболее широкое применение получили простые равномерные двоичные, многоосновные и некоторые корректирующие коды. Пример применения двоичного кода, в основании которого используются единичные импульсы +1 и -1 показан, на рисунке 24.

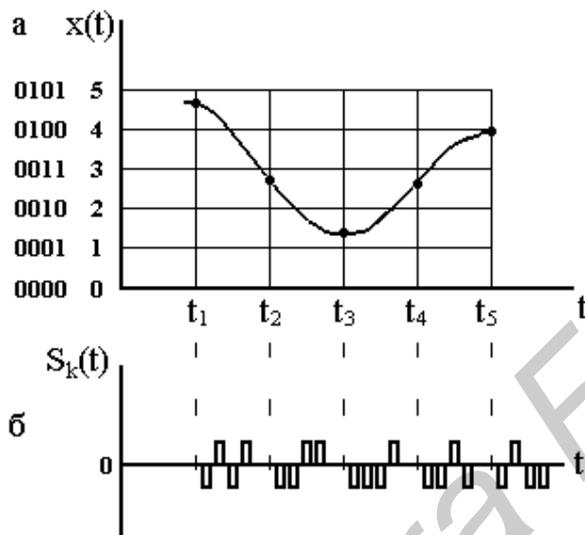


Рисунок 24 – Кодирование непрерывного сигнала

Для передачи кодированных сигналов по радиоканалу применяют квантовую модуляцию (манипуляцию) несущих колебаний по амплитуде, частоте или фазе. Вследствие более высокой помехоустойчивости наиболее широкое применение получили сигналы с частотной или фазовой манипуляцией.

Цифровые методы передачи непрерывных сообщений с помощью различных кодов называют кодоимпульсной (КИМ) или импульсно-кодовой (ИКМ) модуляцией и коротко обозначается в виде $КИМ_a$ -АМ, $КИМ_a$ -ЧМ и т.д., где индекс a означает основание кода. Число информационных символов в кодовой комбинации определяет разрядность кода. Информационная разрядность кода k_p определяется, в свою очередь, максимальным числом уровней квантования $L_{кв}$ и будет равна

$$L_{кв} \cong a^{k_p} \quad \text{или} \quad k_p = \log_a L_{кв} . \quad (59)$$

Так, для случая, показанного на рисунке 24, достаточно иметь код с разрядностью 3, так как $L_{кв} = 5$ и $5 \approx 2^3 = 8$, т.е. разрядность $k_p = 3$. В настоящее время известно большое число кодов, которые классифицируются по разным признакам, однако при передаче непрерывных сообщений чаще всего используются простые равномерные и блочные корректирующие коды, т.е. коды с постоянной длиной кодовой комбинации.

Может применяться кодирование не абсолютного значения $x_i(t_i)$ в моменты времени t_i , а только разностного значения предыдущих и последующих измерений $\Delta x_i = x_i(t_i) - x_{i+1}(t_{i+1})$ (рисунок 25). Такая передача используется в системах с дельта-модуляцией (ДМ). Диапазон возможных изменений измеряемой величины $x(t)$ разбивается на определенное число уровней с шагом Δx (рисунок 25,а). Таким образом, исследуемая кривая $x(t)$ заменяется аппроксимирующей кривой $P(t)$. В передающем устройстве периодически, через промежутки времени Δt происходит сравнение величин $x(t_i)$ и $P(t_{i-1})$. Если эта разность положительна, то в линию связи поступает положительный стандартный дельта-импульс. Если же разность отрицательна, то поступающий импульс имеет отрицательную полярность. Следовательно, информация каждый раз передается только об одном значении исследуемой величины. Восстановление исходной кривой осуществляется алгебраическим суммированием принятых импульсов.

Для кодирования чаще всего используются коды с основанием $a = 2$ – двоичный код. В этом случае посылка импульса или его отсутствие соответствует 1 или 0 (–1).

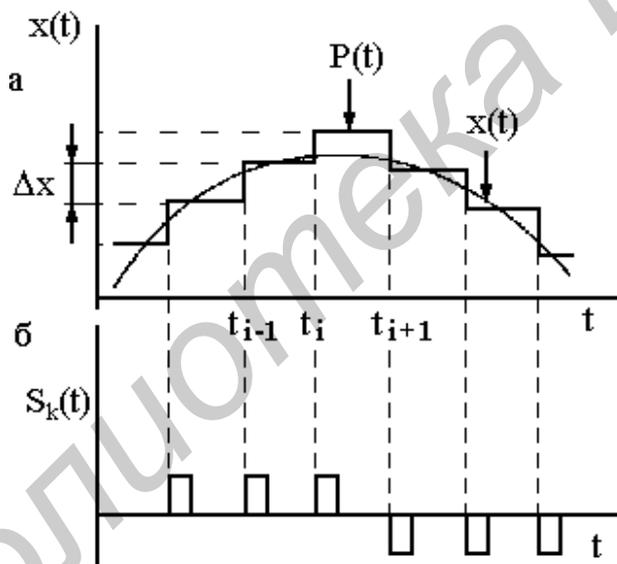


Рисунок 25 – Кодирование разностного значения

Набор этих символов («0» или «1») составляет кодовую комбинацию (см. рисунок 24, б). Однако такие коды обладают тем недостатком, что замена одного из символов кодовой комбинации «0» на «1» (или «1» на «0») приводит к появлению другой кодовой комбинации, т.е. к ошибке. Для обнаружения или исправления ошибки, обусловленной какими-либо помехами, применяют так называемые **корректирующие** коды, в которых к обычной кодовой комбинации, состоящей из k_p символов, добавляется минимальное число дополнительных символов $k_{доп}$. Для равномерных корректирующих кодов общее число символов n будет равно

$$n = k_p + k_{\text{доп}} \quad (60)$$

Однако из этого числа $2^n - 2^{k_p}$ комбинаций для передачи информации не используются и называются **запрещенными**.

Корректирующие коды, обнаруживающие или исправляющие ошибки, делятся на коды с обнаружением ошибки и коды с коррекцией ошибки. Основным параметром, характеризующим корректирующую способность кода, является минимальное кодовое расстояние Хемминга d , которое **определяет различие между кодовыми комбинациями**. Эту характеристику можно представить с помощью геометрической модели. Например, для трехзначного кода геометрическая модель изобразится в виде куба с вершинами, соответствующими кодовым точкам (рисунок 26).

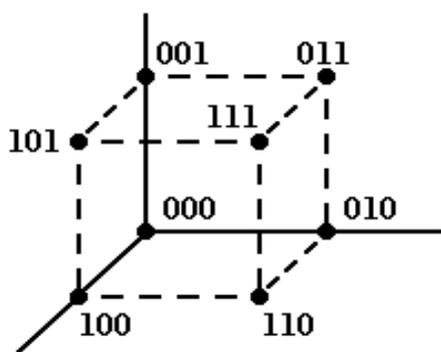


Рисунок 26 – Геометрическая модель кода

Эта модель позволяет каждую кодовую комбинацию изобразить точкой в трехмерном пространстве. Расстояние d есть наименьшее число ребер, которое нужно пройти, чтобы попасть из одной кодовой точки в другую. Если используются все восемь кодовых комбинаций, то расстояние между соседними комбинациями равно одному проходу по ребру, т.е. $d = 1$. Если пользоваться только половиной кодовых комбинаций, например, 000; 101; 011; 110 или 001; 100; 010; 111, то расстояние $d = 2$,

а если использовать только две кодовые комбинации 000 и 111, или 100 и 011 и т.д., то расстояние $d = 3$. Очевидно, что если $d = 1$, то однократные ошибки в кодовых комбинациях обнаружены не будут, так как одна кодовая комбинация перейдет в другую. Чтобы однократная ошибка была обнаружена, расстояние $d > 1$, т.е. хотя бы $d = 2$. Так, если в качестве разрешенных комбинаций выбраны 000; 101; 011; 110, то искажение любого символа дает комбинацию, отсутствующую среди принятых, т.е. ошибочную. Для обнаружения ошибки можно проверять комбинации на четность (или нечетность) символа 1 или 0. Для этого каждую комбинацию двоичного кода дополняют вспомогательным символом (1 или 0) так, чтобы число единиц или нулей в ней было четным. Тогда любое одиночное искажение приведет к нечетности и будет обнаружено. Такой код приведен в таблице 4. Таким образом, для обнаружения однократной ошибки число символов должно быть на единицу больше, чем в обычном коде. Избыточность такого кода $k_{\text{из}}$ будет равна

$$k_{\text{из}} = \frac{n - n_0}{n_0} = \frac{4 - 3}{3} = \frac{1}{3},$$

где $n = 4$; $n_0 = 3$.

Таблица 4 – Дополнительные кодовые комбинации для проверки на четность

Число	0	1	2	3	4	5	6	7
Код	0000	0011	0101	0110	1001	1010	1100	1111

Из таблицы 4 видно, что исправить такой код нельзя, так как ошибочную комбинацию, например 0111, можно рассматривать как числа 1, 2, 3 и 7, принятые с ошибкой.

Для того чтобы код исправить, т.е. скорректировать однократную ошибку, необходимо иметь расстояние d , равное $d = 3$. В этом случае ошибочная комбинация будет отличаться от правильной одним символом, а от остальных – двумя, поэтому может быть скорректирована. Коррекцию можно осуществить автоматическим устройством, выдающим правильную комбинацию при приеме как неискаженной комбинации, так и искаженной в одном символе. Например, имеем пятиразрядный код, состоящий из четырех комбинаций в таблице 5. Пусть принята комбинация 10111. От 1-й кодовой комбинации она отличается четырьмя символами, от 2-й – тремя, от 3-й – двумя, а от 4-й – одним. Поэтому расшифровываться эта комбинация должна как четвертая. Избыточность такого кода будет (при $n = 5$; $n_0 = 2$)

$$k_{из} = \frac{5 - 2}{3} = \frac{3}{2},$$

так как для получения четырех кодовых комбинаций достаточно двух символов ($n_0 = 2$).

Таблица 5 – Комбинации-спутники

Кодовая комбинация	01001	01110	10010	10101
Комбинации-спутники	01000 01011 01101 00001 11001	01111 01100 01010 00110 11110	10011 10000 10110 11010 00010	10100 10111 10001 11101 00101

2.2.6 Оценка погрешностей, вносимых цифровыми системами при передаче непрерывных процессов

При передаче непрерывных величин и процессов по цифровым системам наиболее характерными являются следующие виды погрешностей: погрешность квантования; аномальные погрешности, возникающие в результате воздействия помех в канале; погрешности временной дискретизации.

Оценка погрешностей квантования. В том случае, когда начало шкалы квантования совмещается с нулевым уровнем, а конец шкалы отстоит от уровня квантования ($L_{кв} - 1$) и передаваемое значение сообщения отождествляется с ближайшим квантованным уровнем, дисперсия ошибки квантования $\sigma_{кв}^2$ при малом шаге квантования будет определяться как [5]

$$\sigma_{\text{КВ}}^2 \cong \frac{3}{L_{\text{КВ}}^2} = \frac{3}{a^{2k}}, \quad (61)$$

где a – основание кода;
 k – число разрядов кода.

Ошибки квантования в цифровых системах передачи непрерывных сообщений характеризуют точность передачи, являясь в некотором роде аналогом нормальных ошибок в аналоговых системах передачи.

Оценка аномальных ошибок. В канале связи под действием флюктуационных шумов передаваемые дискретные сигналы искажаются, что приводит к возникновению аномальной ошибки. В общем случае вероятность появления аномальной ошибки в приеме кодового слова определяется соотношением

$$P_{\text{ан}} \cong 1 - (1 - P_{\text{ош}})^k \cong kP_{\text{ош}}, \quad (62)$$

где $P_{\text{ош}}$ – вероятность появления искажения элементарного символа, зависящая от параметров канала связи и способа кодирования.

Так, для КИМ₂-ЧМ $P_{\text{ош}}$ равно

$$P_{\text{ош}} \cong \frac{1}{2} \exp[-0,61\alpha_1^2]. \quad (63)$$

При этом оптимальный индекс частотной модуляции

$$\beta_{\text{ЧМ}} \cong (f_2 - f_1)\tau_u \cong 0,6 \dots 0,7,$$

откуда

$$\Delta f_3 \tau_u \cong 1,2; \quad \Delta F_3 \tau_u \cong 0,7, \quad (64)$$

где Δf_3 – эффективная полоса пропускания приемника до ЧД;

ΔF_3 – эффективная полоса пропускания ФНЧ;

τ_u – длительность элементарного символа;

α_1^2 – отношение энергии элементарного сигнала E_1^2 к спектральной плотности шума N_0^2 на единичном сопротивлении $R=1$ Ом.

Вероятность ошибочного приема сигналов типа КИМ _{a} -ЧМ определится как

$$P_{\text{ош}} \cong \frac{(a-1)}{2} \exp[-0,41\alpha_1^2]. \quad (65)$$

При этом $\Delta f_3 \tau_u \cong 1,2; \quad \Delta F_3 \tau_u \cong 0,7.$

Дисперсия аномальной погрешности определится из соотношения

$$\sigma_{\text{ан}}^2 \cong 12P_{\text{ош}}, \quad (66)$$

т.е. дисперсия аномальной погрешности зависит лишь от вероятности искажения элементарного символа $P_{\text{ош}}$. С учетом сказанного можно записать общую погрешность дискретного представления σ_{Σ}^2 , которая будет равна

$$\sigma_{\Sigma}^2 \cong \sigma_{пр}^2 + \sigma_{кв}^2 + \sigma_{ан}^2, \quad (67)$$

где $\sigma_{пр}^2$ – погрешность дискретного преобразования, которая определяется тем или иным способом интерполяции, вычисленная ранее.

Задача № 2.4

Передача измерительной информации осуществляется на несущей частоте $f_0 = 100$ кГц. Для повышения помехоустойчивости применить модуляцию. Определить, какая модуляция (АМ или ЧМ) будет эффективнее и насколько, если наивысшая частота измерительного сигнала $f_c = 100$ Гц, при этом приведенная погрешность σ_H не должна превышать $\sigma_H = 0,1$, а коэффициент шума по мощности α_H^2 на выходе измерительной цепи равен $\alpha_H^2 = 6$ дБ. Рассчитать:

- чему должен быть равен коэффициент модуляции m для АМ сигнала, индекс частотной модуляции $\beta_{ЧМ}$ для ЧМ сигнала и найти частоту девиации f_d при ЧМ;
- полосу частот, необходимую для передачи сигналов с АМ и ЧМ;
- оценить, какая модуляция более эффективна и насколько;
- изобразить спектр для АМ и ЧМ сигналов для рассчитанных значений m , $\beta_{ЧМ}$, если амплитуда несущего колебания равна $U_0 = 1$ В.

Задача № 2.5

Определить полосу частот Δf_c , занимаемую сигналом в случае передачи измерительной информации с помощью АИМ-ЧМ сигнала, причем огибающая такого сигнала имеет прямоугольную форму с длительностью импульса $\tau_H = 10$ мкс. При этом средняя частота несущего ЧМ колебания $f_0 = 10$ мГц, а средняя квадратическая погрешность должна быть $\sigma_H = 0,1$ при $\alpha_H^2 = 6$ дБ.

2.2.7 Расчет оптимальных параметров цифровых систем передачи

При расчете оптимальных параметров для цифровых систем передачи непрерывных сообщений целесообразно в качестве критерия точности использовать среднюю квадратическую ошибку квантования $\sigma_{кв}^2$, а в качестве критерия достоверности – вероятность появления аномальных ошибок $P_{ан}$ при передаче одного отсчета сообщения.

В случае передачи случайных нормальных величин с КИМ_а-ЧМ сигналами при использовании простых двоичных, многоосновных и линейных корректирующих кодов оптимальное число степеней свободы M и пороговый коэффициент шума $\alpha_{пор}$ определяются соотношениями [4]

$$M = a \cdot k, \quad (68)$$

$$\alpha_{пор}^2 = \frac{1}{\ln a} \ln \left(\frac{3}{\sigma_{кв}^2} \right) \ln \left[n \left(\frac{3}{\sigma_{кв}^2} \right) (a-1) / P_{ан} \ln a \right], \quad (69)$$

где a – основание кода;
 k – разрядность кода.

Если для оценки погрешности используется суммарная погрешность σ_{Σ}^2 , то для простых корректирующих кодов в предположении, что $\sigma_{ан}^2 = \sigma_{кв}^2$, получим

$$M = a \cdot n, \quad (70)$$

$$\alpha_{пор}^2 = 2 \ln \left(\frac{a-1}{2P_{ош}} \right), \quad (71)$$

где $n = k + r$; r – число дополнительных корректирующих символов.

2.3 Обратные связи в ИИС

Обратная связь в ИИС является одной из мер по повышению помехоустойчивости и в зависимости от назначения может охватывать те или иные узлы. На рисунке 27 показаны возможные способы введения обратной связи в системах [2].

В первом способе (связь 1, рисунок 27) обратная связь охватывает линию связи и оконечный каскад усилителя мощности передающей части системы. Изменение сигнала на приемной стороне, обусловленное помехами, благодаря обратной связи воздействует на оконечный каскад таким образом, чтобы изменение его режима скомпенсировало действие помех. Как известно, при отрицательной обратной связи мощность помехи на выходе $P_{п.вых}$ связана с мощностью помехи на входе $P_{п.вх}$ соотношением

$$P_{п.вых} = \frac{P_{п.вх} k_c}{1 + k_{ос} k_c}, \quad (72)$$

где $k_{ос}$ – коэффициент обратной связи; k_c – коэффициент передачи системы.

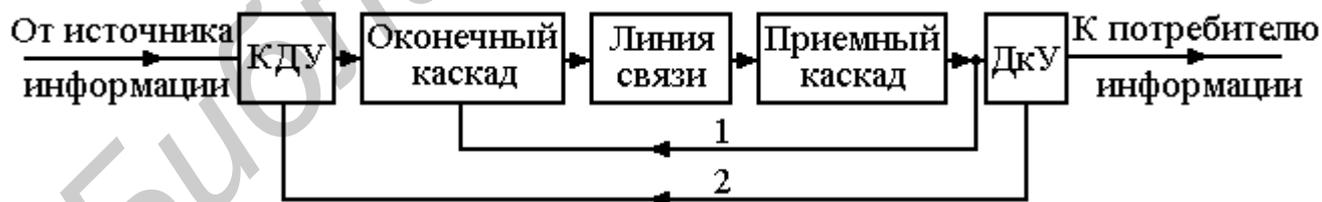


Рисунок 27 – Способы введения обратных связей в ИИС

ИИС, в которых обратная связь выполняется вторым способом (связь 2, рисунок 27), можно разделить на системы с переспросом и системы со сравнением.

В системах с переспросом кодирующее устройство (КДУ) формирует кодовые группы с дополнительными символами, служащими для обнаружения ошибки. Сформированные кодовые группы поступают для передачи в оконечный каскад и, кроме того, на определенное время запоминаются в кодирующем

устройстве. При обнаружении ошибки на приемном конце в линии обратной связи вырабатывается сигнал, требующий повторения искаженной кодовой группы. Поскольку последняя группа хранится в памяти, то ее повторение не вызывает трудностей.

Переспрос в подобных системах можно производить либо для отдельных символов кодовой комбинации, либо для всей кодовой группы в целом. Кроме того, переспрос может быть ограниченным, т.е. повторяться не более чем определенное число раз, и неограниченным. В последнем случае сигнал повторяется до тех пор, пока кодовая группа не будет принята правильно.

В системах со сравнением каждая принятая кодовая группа передается обратно по линии обратной связи, а в кодирующем устройстве эти группы сравниваются с посланными. Если посланная и принятая комбинации совпадают, то по линии посылается сигнал-квитанция, свидетельствующий о правильной передаче. Если эти комбинации не совпадают, то передача искаженной кодовой группы повторяется. Таким образом, в системах со сравнением выявителем искажений служит не приемник, как в системах с переспросом, а передатчик.

Канал обратной связи в системах со сравнением загружен значительно больше, чем в системах с переспросом, так как в последнем случае обратно посылается только сигнал, требующий повторения посылки, а в первом – все принятые сигналы.

2.4 Помехоустойчивые методы подключения источников сигналов

2.4.1 Основные виды помех, действующих на входную измерительную цепь

Как правило, схему присоединения источника сигнала $E_{и}$, имеющего сопротивление $R_{и}$, к входной цепи можно представить в виде рисунка 28, а [2, 3, 14, 15]. Такое подключение называется **несимметричным**. Поскольку различные точки цепи заземляют в различных местах, то между заземленными точками (точки 1 и 2 на рисунке 28, а) появляется сопротивление R_3 , на котором возникает разность потенциалов E_1 , достигающая иногда нескольких сотен вольт. Эта разность потенциалов E_1 называется **продольной помехой** или помехой общего вида (рисунок 28, б).

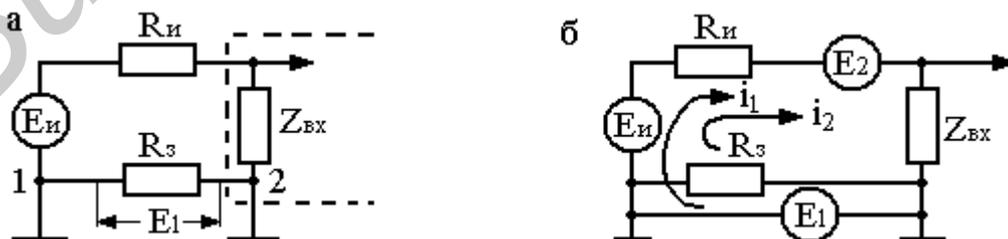


Рисунок 28 – Эквивалентные схемы входных цепей ИИС с учетом воздействия помех

Еще одним видом помехи, возникающей на входной цепи, является **поперечная помеха** E_2 , создающая ток i_2 (см. рисунок 28, б).

Указанные помехи могут вызываться как процессами, происходящими внутри ИИС, так и влиянием внешних источников помех.

Причинами внутренних помех могут служить тепловые шумы в резисторах, термоЭДС, изменение сопротивления изоляции, перекрестные влияния измерительных цепей с цепями питания. К внутренним помехам могут быть отнесены изменения напряжения источников питания, превышающие допустимые. Кроме того, через сеть питания могут проникать импульсные высокочастотные возмущения (до 20 МГц) с повышенной амплитудой и длительностью до нескольких микросекунд.

К внешним относятся помехи, возникающие в результате разрядов молний, наблюдаемых на Земле в большом количестве, а также от электризации частиц (пыли, снега и т.д.) в атмосфере Земли. К внешним помехам относятся также промышленные помехи, создающиеся промышленными установками, радиостанциями, электрооборудованием автотранспорта и т.д. Расположенные вблизи измерительных цепей различные электроэнергетические установки и силовая проводка питания являются основными источниками наведенных или **поперечных** помех. В свою очередь такие факторы, как изменение сопротивления изоляции (от влияния повышенной температуры, влажности), тепловые шумы, появления разности потенциалов в различных точках заземления аналоговой измерительной цепи являются источниками продольных помех.

По форме помехи любого происхождения разделяются на импульсные, флуктуационные и регулярные.

Импульсные помехи – это случайно появляющиеся импульсы произвольной формы.

Флуктуационные помехи – непрерывный случайный процесс, распределение вероятностей которого близко к нормальному.

Регулярные помехи наиболее часто проявляются в виде наведенных помех с частотой сети и ее гармоник.

2.4.2 Основные способы защиты от помех

Для оценки эффективности защиты от помех используется коэффициент ослабления помех K_{Π} , определяемый соотношением [3, 14]

$$K_{\Pi} = 20 \lg \left(\frac{u_{\Pi.ВЫХ}}{u_{\Pi.ВХ}} \right) \quad [\text{дБ}] . \quad (73)$$

К общим мерам уменьшения влияния помех следует отнести использование вида модуляции сигналов, обеспечивающего нужную помехоустойчивость, и повышение уровня полезного сигнала. Рациональный выбор вида модуляции сигналов может быть сделан, если известен характер помех.

Для повышения уровня полезного сигнала используется переход к импульсной модуляции. Предполагается, что при переходе от АМ к АИМ сигналу удастся сокращением длительности импульса повысить его амплитуду. Предел

такому повышению уровня сигнала ставят тепловые, временные ограничения, а в некоторых случаях – электрическая прочность элементов измерительной цепи. Для уменьшения влияния продольных помех применяют ряд мер [14]. Одна из них – гальваническое разделение частей цепи, в которых имеются места заземления. Гальваническое разделение производится преимущественно с помощью трансформаторов или разделительных конденсаторов (рисунки 29 и 30), где $E_{пд}$ – ЭДС продольной помехи; Э1 и Э2 – экраны; L1 и L2 – катушки развязывающего трансформатора; $r_{л}$ – сопротивление линии связи; $r_{д}$ – сопротивление генератора-датчика; $E_{д}$ – его ЭДС.

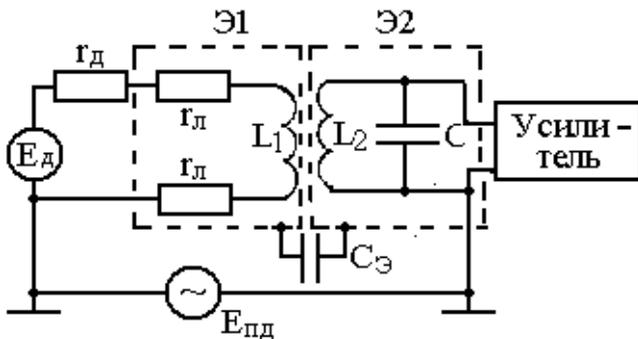


Рисунок 29 – Трансформаторная разделительная схема

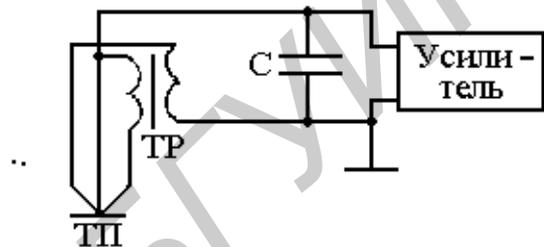


Рисунок 30 – Схема с разделительным конденсатором

На рисунке 29 показана схема для уменьшения продольных и поперечных помех с помощью компенсирующего трансформатора (Тр) и разделительного конденсатора (С) (рисунок 30) при подключении термопары (ТП) к измерительной цепи. В настоящее время для гальванического разделения каналов в интегральной технологии широко применяются оптико-электрические связи.

Другой способ – симметрирование входной измерительной цепи (рисунок 31). Напряжение от продольной помехи на участке схемы АВ будет равно

$$U_{AB} = E_{пд} \left[\frac{R_{ex1}}{R_{ex1} + r_{д} + r_{л}} - \frac{R_{ex2}}{R_{ex2} + r_{л}} \right] \quad (74)$$

При $R_{вх1} = R_{вх2} \gg (r_{д} + r_{л})$ напряжение $U_{AB} \rightarrow 0$.

Если точку между $R_{вх1}$ и $R_{вх2}$ соединить с землей через высокоомное сопротивление R_0 , то можно добиться дополнительного уменьшения U_{AB} (продольной помехи).

Защита измерительных цепей от внешних наведенных (поперечных) помех достигается рядом мер, к которым относятся:

- уменьшение длины проводов за счет приближения к датчикам аналого-цифровых измерительных устройств;

- сближение и скручивание проводов, идущих к датчикам.

При скрутке проводов наводимые внешние ЭДС помех в отдельных элементарных контурах вычитаются, что позволяет уменьшить влияние поперечных помех на несколько порядков.

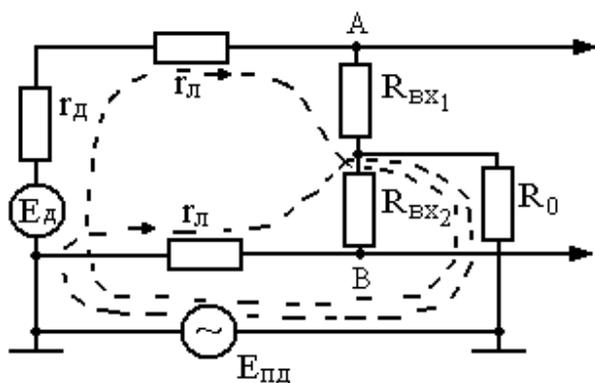


Рисунок 31 – Симметричная схема включения входной измерительной цепи в ИИС

Для уменьшения поперечных помех широко используется магнитное и электростатическое экранирование. Экранировка проводов позволяет ослабить наведенные помехи частотой 50 Гц до 30 дБ.

Дальнейшее повышение помехоустойчивости может быть достигнуто обработкой суммы сигнала с помехой, имеющей случайный характер, в аналоговом или цифровом виде. Наиболее часто используются следующие виды обработки – это фильтрация и накопление сигналов.

В интегрирующих аналого-цифровых преобразователях ослабление помех может достигать 100 дБ. На практике при фильтрации и избирательном усилении удается ослабить помехи на 40 дБ, а при методе накопления – на 120 дБ.

2.5 Каналы связи

2.5.1 Канал связи и его характеристики

Под **каналом связи** понимают совокупность технических средств, обеспечивающих независимую передачу сообщений. В эту совокупность входят: физическая среда, по которой передается сигнал; линия связи и устройства для передачи и приема сигнала [2].

В зависимости от характера передающей среды и физической природы сигналов линии связи (каналы), используемые в ИИС, можно разделить на электрические, радио, акустические и оптические. Акустические каналы применяются в гидролокации, дефектоскопии и т.д.

Основными характеристиками канала связи являются:

- емкость канала связи;
- скорость передачи информации, пропускная способность.

Емкость канала связи ϵ_K представляет собой величину, равную

$$\epsilon_K = T_K F_K \alpha_K, \quad (75)$$

где T_K – время, в течение которого канал занят передаваемым сигналом;

F_K – полоса частот, пропускаемая каналом;

α_K – характеристика, показывающая превышение мощности сигнала

P_c , которую можно пропустить канал, над мощностью помех P_{II} в

канале.

Скорость передачи информации $V_{\text{ин}}$ определяет количество информации I , передающееся в единицу времени T , и равна

$$V_{\text{ин}} = \frac{I}{T}. \quad (76)$$

Максимально возможную скорость передачи информации по каналу называют **пропускной способностью** канала (C), и она равна

$$C = V_{\text{max}} = \frac{I_{\text{max}}}{T}, \quad (77)$$

т.е. пропускная способность определяет максимальное количество информации, которое можно передать в единицу времени и ее размерность равна [ед.инф./с].

Для того чтобы определить, насколько скорость передачи информации близка к пропускной способности канала, вводят характеристику η , называемую **коэффициентом использования канала**:

$$\eta = \frac{V_{\text{ин}}}{C}. \quad (78)$$

Пропускная способность канала определяется только свойствами канала и не зависит от источников сигнала.

При передаче сигнала, представляющего собой непрерывную функцию времени $x(t)$ при условии, что:

- ширина полосы частот ограничена частотой F ;
- средняя мощность сигнала задана величиной P_c ;
- помеха в полосе частот F имеет равномерный спектр и мощность помехи задана как $P_{\text{п}}$;

задана как $P_{\text{п}}$;

- сигнал и помеха статистически независимы,

пропускная способность канала C определится соотношением

$$C = F \cdot \log(1 + P_c/P_{\text{п}}). \quad (79)$$

При передаче сообщений с помощью двух символов (1 и 0) пропускная способность равна

$$C = V [\log 2 + P_0 \log P_0 + (1 - P_0) \log(1 - P_0)], \quad (80)$$

где V – скорость передачи двоичных кодов;

P_0 – вероятность появления ошибки.

Пропускная способность достигает максимального значения в двух случаях:

- 1) в канале отсутствует помеха, т.е. $P_0 = 0$;
- 2) $P_0 = 1$, т.е. заранее известно, что переданная единица обращается в нуль.

В этих случаях

$$C = V \log 2. \quad (81)$$

2.5.2 Согласование канала с источником информации

Для того чтобы канал передавал информацию без искажений, необходимо, чтобы его емкость ϵ_K была больше объема сигнала ϵ_C , а пропускная способность C была больше скорости выдачи информации источником сигнала V_C . Таким образом, надо согласовать емкость канала с объемом сигнала, а пропускную способность канала со скоростью поступления информации в канал.

Согласование величин (емкости канала) ϵ_K и ϵ_C (объема информации).

Под объемом сигнала понимается величина

$$\epsilon_C = T_C F_C \alpha_C, \quad (82)$$

где T_C – длительность сигнала, показывающая, на какое время занимается канал;

F_C – ширина спектра сигнала;

α_C – превышение мощности сигнала над мощностью помех.

Однако выполнения условия $\epsilon_K \geq \epsilon_C$ не всегда достаточно. Кроме этого должны выполняться условия:

$$T_K \geq T_C, \quad F_K \geq F_C, \quad \alpha_K \geq \alpha_C. \quad (83)$$

Согласование пропускной способности канала (C) со скоростью передачи сигнала от датчика (V_C).

Условием неискаженной передачи информации является соотношение

$$V_C \leq C = F_K \log(1 + P_C/P_{\Pi}), \quad (84)$$

позволяющее определить требуемую полосу пропускания канала F_K . Величину скорости передачи сигнала от датчика V_C можно определить как

$$V_C = n I(x), \quad (85)$$

где $I(x)$ – количество информации, поступающее от источника (датчика) в какой-то момент времени, соответствующее одному отсчету;

n – число отсчетов в секунду.

В частности, когда $n = 1/\Delta t = 2 F_C$, где F_C – ширина спектра измеряемой величины, то

$$V_C = 2 F_C I(x). \quad (86)$$

Тогда

$$2 F_C I(x) \leq F_K \log(1 + P_C/P_{\Pi}), \quad (87)$$

откуда

$$F_K \geq \frac{2F_C I(x)}{\log(1 + P_C/P_{\Pi})}. \quad (88)$$

Для частного случая, когда передача сигнала ведется в дискретном виде, $I(x) = \log m$ и

$$F_k \geq \frac{2F_c \log m}{\log(1 + P_c/P_n)}, \quad (89)$$

где m – число разрядов передаваемого сообщения.

Приведенным соотношениям можно пользоваться и тогда, когда на вход канала поступает информация от N источников, опрашиваемых последовательно. В этом случае в качестве F_c берется полоса частот сигнала, получающаяся после коммутатора. Кроме того, под $I(x)$ понимается информация, даваемая всеми источниками, если измеряемые величины статистически независимы, т.е.

$$I_x = I(x_1) + I(x_2) + \dots + I(x_n). \quad (90)$$

Задача № 2.6

По каналу связи с полосой $f_0 \pm 0,5F$ передается информационный сигнал вида

$$S(t) = \begin{cases} U & \text{при } t \leq \tau_{\text{и}} \\ 0 & \text{при } t > \tau_{\text{и}} \end{cases} \quad \text{со скважностью } Q = 5 \text{ и амплитудой } U = 10 \text{ мВ.}$$

При этом $F = 5000$ Гц. В канале действует помеха типа «белый шум» со спектральной плотностью мощности $G_m = 10^{-9}$ Вт/Гц.

Определить максимально возможный объем информации, который можно передать по данному каналу, если время использования канала $T_k = 1$ ч, и рассчитать длительность информационного сигнала.

Задача № 2.7

Чему равна пропускная способность канала, если средняя мощность сигнала $P_c = 1$ мкВт, а помехой является тепловой шум приемного устройства с полосой 10 кГц? Приемник работает при температуре 20 °С.

Задача № 2.8

По гауссовскому каналу связи с полосой $f_0 \pm 0,5F$ передается сигнал $S(t)$, имеющий спектральную плотность мощности $G_0 = A \exp[-\beta^2(f - f_0)^2]$, где $\beta = 1,83 \times 10^{-3}$ с, $A = 48 \times 10^{-9}$ Вт/Гц, $F = 3,1 \times 10^3$ Гц.

Задача № 2.9

По каналу связи передается сообщение, формируемое из восьми символов с вероятностями появления $P(a_i)$, заданными в таблице 6.

Таблица 6

Символ	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	A_8
$P(a_i)$	0,20	0,15	0,20	0,15	0,10	0,10	0,05	0,05

Канал имеет полосу пропускания, позволяющую передавать элементы сообщения со средней длительностью $\tau_{\text{и}} = 0,5$ мс. Полагаем, что шум в канале отсутствует. Определить пропускную способность канала и скорость передачи информации.

2.5.3 Линии связи

В качестве электрических линий связи [2, 16] для передачи измерительной информации используются специальные телефонные и телеграфные линии связи, а также линии электропередач (ЛЭП). В этом случае применяются специальные развязывающие устройства и фильтры, позволяющие исключить влияние на измерительный сигнал основного сигнала, передаваемого по линии того или иного назначения.

Выбор той или иной линии определяется в первую очередь экономическими соображениями. Специальную линию для передачи измерительной информации имеет смысл делать только в пределах одного предприятия или объекта, когда ее протяженность не велика (не более нескольких километров). При больших расстояниях выгоднее использовать уже имеющиеся линии связи.

Линии связи делятся на проводные и беспроводные (или радиолинии). Пропускная способность проводных линий тысячи бит/с, а радиолиний – десятки и сотни тысяч бит/с.

На параметры воздушных (проводных) линий сказываются внешние условия (атмосферные, наводки и т.д.). Кабельные линии имеют преимущество перед воздушными в том, что выше помехозащищенность, большая надежность, меньшая зависимость от метеоусловий. Любой сигнал, передаваемый по линии, приходит к приемнику с ослаблением (β), которое определяется как

$$\beta = 0,5 \ln \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вх}}} [\text{Нп}] \quad (91)$$

Затухание, вносимое линией, зависит от частоты сигнала и ее параметров, что требует правильного выбора вида линии. В стальных проводных линиях затухание выше, чем в медных.

Кабельные линии делятся на низкочастотные (до 10 кГц) и высокочастотные (выше 10 кГц). Наиболее распространены коаксиальные кабельные линии, которые используются до 10 МГц и выше. Затухание ($\beta_{\text{к}}$) коаксиальных кабельных линий определяется как

$$\beta_{\text{к}} = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}, \quad (92)$$

где R_1 , C_1 , L_1 – погонные сопротивление, емкость и индуктивность линии.

На рисунке 32 показана схема использования ЛЭП для передачи измерительного сигнала. Передача сигнала от передатчика Π_1 к приемнику Π_2 осуществляется через фильтры Φ_1 и Φ_2 и разделительные конденсаторы $C_{\text{св}}$, служащие одновременно для согласования входных сопротивлений ЛЭП и соединительных линий. ВЗ – высокочастотные заградители, сопротивление которых на

частоте 50 Гц должно быть малым. Заградители обычно выполняются в виде резонансных контуров. В таких линиях измерительная информация передается в диапазоне от 50 до 300 кГц.

Основное достоинство – высокая надежность. Однако эти линии имеют значительный уровень помех (коммутации, атмосферные явления, корона и т.д.)

Радиолинии применяются главным образом тогда, когда объект исследования трудно доступен и нет возможности соединить измеритель информации с потребителем проводами (ракеты, космические корабли и т.д.). Радиолинии применяются в широком диапазоне частот (от сотен килогерц до 10 тыс. мегагерц). В последнее время широко осваивается миллиметровый диапазон.

С развитием лазерной техники все чаще применяются оптические линии связи, позволяющие передавать информацию как через свободное пространство, так и по оптическим линиям связи (световодам).

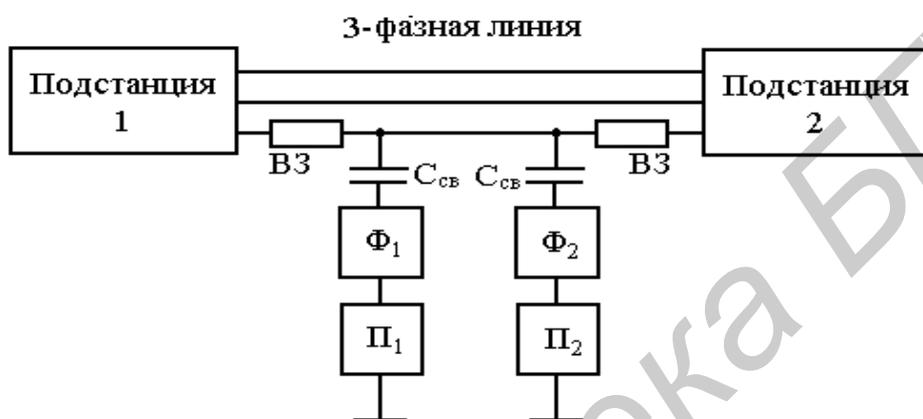


Рисунок 32 – Схема использования ЛЭП для передачи измерительного сигнала

2.5.4 Структурные схемы линий связи

Наиболее распространенные структуры линий связи [2], используемые для обслуживания рассредоточенных объектов, приведены на рисунке 33, которые могут быть **цепочечными** или последовательными (рисунок 33, а), при этом объекты располагаются вдоль линии или по площади. Схему, показанную на рисунке 33, б, называют **радиальной**, а на рисунке 33, в – **кустовой**.

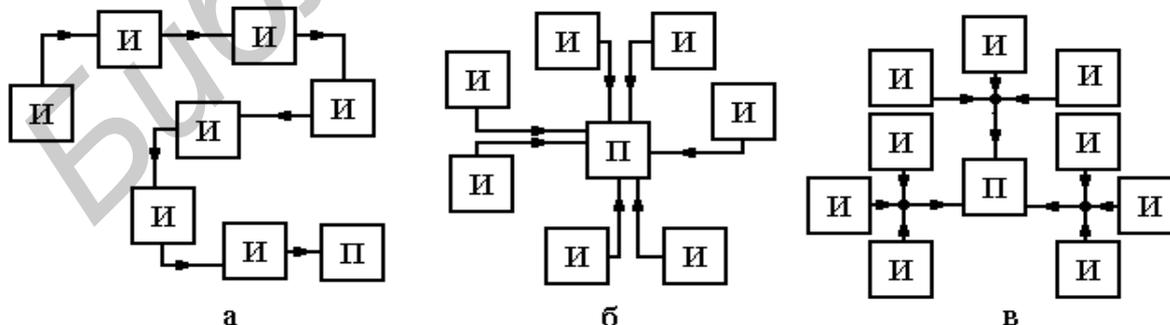


Рисунок 33 – Структурные схемы линий связи

Выбор той или иной структуры линии определяется ее экономичностью и надежностью. Критерием надежности линии связи при различных структурах можно считать среднее относительное время, в течение которого линия нахо-

дится в нерабочем состоянии вследствие каких-либо повреждений. Поэтому наименьшую надежность имеет линия на рисунке 33, а, так как короткое замыкание в линии выводит из строя всю систему. Кустовая линия и радиальная являются более надежными, чем последовательная (цепочечная), а радиальная надежнее, чем кустовая.

2.6 Разделение каналов

В большинстве случаев при построении ИИС требуется одновременно передавать информацию от множества объектов к одному получателю. Использовать для передачи сообщений от каждого объекта отдельную линию связи экономически невыгодно, а часто просто невозможно, поэтому возникает необходимость передавать всю информацию по одной и той же линии, но так, чтобы каждое сообщение передавалось по своему каналу [2, 3, 22]. Для этого на передающем конце линии необходимо устройство уплотнения каналов (рисунок 34). На схеме рисунка 34 $Д_1 \dots Д_n$ – датчики и источники, информация от которых с помощью устройства уплотнения каналов по одной линии связи передается к n потребителям информации $ПИ_1 \dots ПИ_n$ с предварительным разделением последней с помощью устройства разделения каналов. Для того чтобы сигналы, передающие сообщения по каналам, можно было разделить, их нужно различать по каким-то признакам. В зависимости от того, какие признаки сигналов используются разделения каналов, различают и методы построения многоканальных систем. Наиболее распространены методы частотного и временного разделения каналов. В некоторых системах используют комбинированное, т.е. совместное частотное и временное разделение. Возможно также разделение по форме сигналов и по фазе.

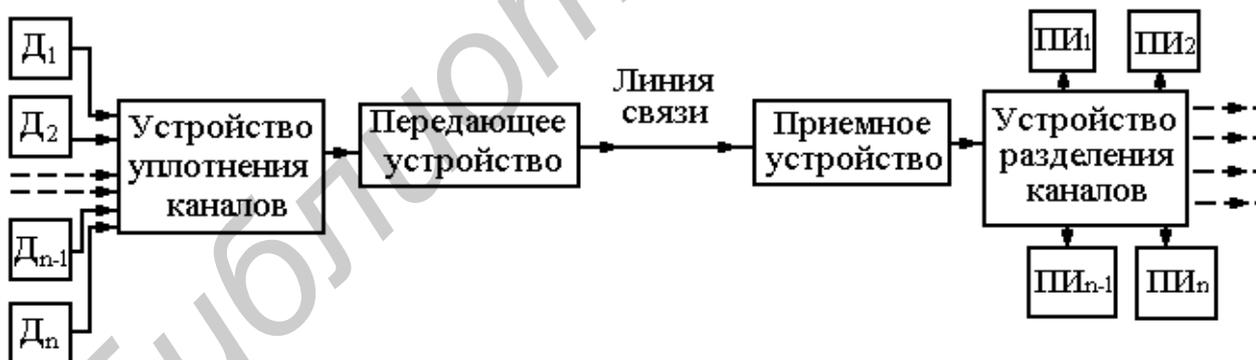


Рисунок 34 – Структурная схема ИИС с уплотнением каналов

В системах с частотным разделением каналов чаще используется амплитудная, частотная и фазовая модуляции. В системах с временным разделением каналов может применяться любой вид модуляции.

2.6.1 Разделение каналов по частоте

Этот метод передачи информации основан на том, что каждому каналу выделяется определенная полоса частот. Структурная схема многоканальной системы с частотным разделением каналов приведена на рисунке 35. Сигналы,

пропорциональные измеряемым величинам, с датчиков $D_1 \dots D_n$ поступают на вход модуляторов поднесущих частот $МП_1 \dots МП_n$. На другой вход модуляторов подается напряжение с генераторов поднесущей частоты $ГП_1 \dots ГП_n$. Напряжения генераторов, промодулированные по амплитуде, частоте или фазе, подаются на суммирующее устройство Σ , с которого результирующее напряжение поступает на модулятор несущей M , на который подается и сигнал от генератора несущей $ГН$. В модуляторе M осуществляется вторичная модуляция, после чего сигнал поступает в передающее устройство $ПУ$.

На приемной стороне предварительно усиленные колебания в приемном устройстве $Пр$ поступают на демодулятор несущей $ДН$, после которого полосовыми фильтрами $\Phi_1 \dots \Phi_n$ (фильтры поднесущей) выделяются поднесущие колебания. Последние поступают на демодуляторы поднесущей $ДП_1 \dots ДП_n$, затем через фильтры низких частот $ФНЧ_1 \dots ФНЧ_n$ поступают к потребителям информации $ПИ_1 \dots ПИ_n$ или на регистрирующие устройства $РУ_1 \dots РУ_n$. Системы с частотным разделением каналов являются наиболее дорогими, так как стоимость полосовых фильтров достигает до 40 % от общей стоимости системы.

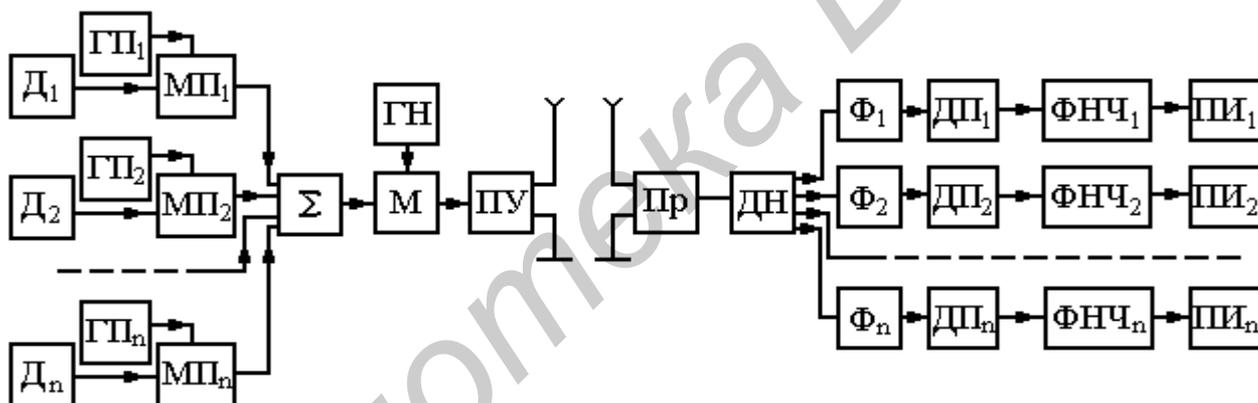


Рисунок 35 – Структурная схема ИИС с частотным разделением каналов

2.6.2 Разделение каналов по времени

Принцип временного разделения каналов можно пояснить на структурной схеме (рисунок 36).

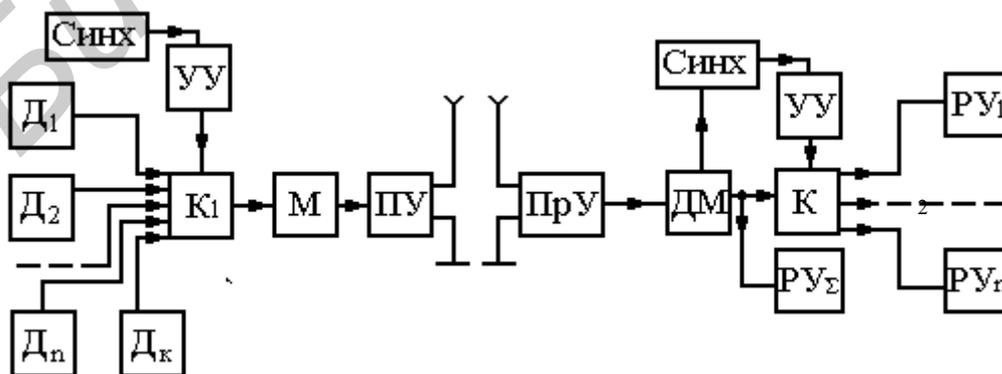


Рисунок 36 – Структурная схема ИИС с временным разделением каналов

С помощью коммутатора K_1 к модулятору M , а затем к передатчику ПУ поочередно подключаются датчики $D_1 \dots D_n$. Во многих системах имеются также датчики калиброванного сигнала D_k для периодической проверки системы.

На приемной стороне системы после демодуляции (ДМ) каналы разделяются коммутатором K_2 , синхронно связанным с K_1 . Сигналы, соответствующие каждому каналу, поступают на свои регистрирующие устройства $РУ_n$. Кроме того, в системе может быть регистрирующее устройство, записывающее суммарный сигнал ($РУ_\Sigma$) до разделения каналов. Синхронизация режимов на передающей и приемной сторонах осуществляется с помощью синхронизирующих устройств (Синх). Синхронизирующее устройство передающей стороны вырабатывает импульсы синхронизации. Эти импульсы передаются по линии связи и воспринимаются синхронизирующим устройством приемника, которое управляет через устройство управления УУ работой коммутатора K_2 .

Напряжение на выходе коммутатора K_2 для случая амплитудной импульсной модуляции показано на рисунке 37, а, а при ШИМ – на рисунке 37, б.

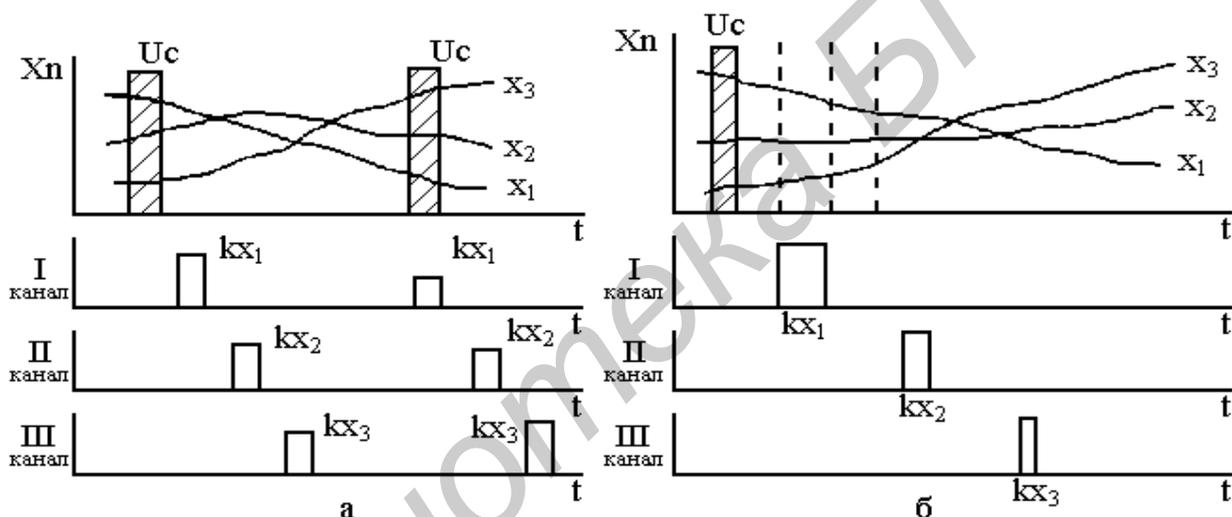


Рисунок 37 – Временные диаграммы для ИИС с разделением каналов по времени

Так как при временном разделении каналов измеряемый процесс передается в виде отдельных выборок, отстоящих друг от друга на расстоянии Δt , на приемном конце измерительной системы необходимо восстановить процесс по этим выборкам. Поэтому период работы коммутатора должен быть найден, исходя из погрешности восстановления исследуемого процесса. Период определяется любым способом, рассмотренным ранее. В частности, если воспользоваться теоремой Котельникова, то $\Delta t \geq 1/2F_{n_{max}}$, где $F_{n_{max}}$ наивысшая частота в самом быстро меняющемся сигнале из n измеряемых параметров.

Синхронизацию коммутаторов на приемном и передающем концах линии можно осуществлять следующими способами:

- пошаговой синхронизацией. В этом случае работой K_1 и K_2 управляет один генератор так, что каждому выходному импульсу управляющего генератора соответствует один шаг коммутаторов;

- циклической синхронизацией. Здесь каждый из коммутаторов управляется своим генератором импульсов, при этом частоты генераторов должны быть равны.

Для исключения рассогласования работы коммутаторов после каждого периода управляющие генераторы должны быть синхронизированы.

2.6.3 Погрешность систем с частотным разделением каналов

Предполагается, что при частотном разделении каналов сигнал в каждом канале строго ограничен некоторой полосой частот ΔF , кроме того, каналный фильтр идеален, т.е. пропускает только эту полосу частот, а вне полосы ΔF имеет бесконечно большое затухание. В реальных случаях сигналы имеют конечную длительность и, следовательно, бесконечный спектр частот, а фильтр с бесконечно большим затуханием вне полосы F должен состоять из бесконечно большого числа звеньев, что практически неосуществимо. Отличие сигналов и фильтров от идеальных и является причиной возникновения погрешностей. Рассмотрим основные погрешности, связанные с частотным разделением каналов.

Погрешность, обусловленная **перекрестным влиянием каналов**, возникает вследствие нелинейности характеристик модулятора в передатчике и демодулятора в приемнике. Входной сигнал модулятора $U_{ВХ}$ является суммой напряжений поднесущих частот для n -каналов:

$$U_{ВХ} = \sum_{k=1}^n U_k \cos \omega_k t . \quad (93)$$

Примем, что характеристики модулятора и демодулятора нелинейные и зависимость $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$ имеет вид

$$U_{ВЫХ} = a_1 U_{ВХ} + a_2 U_{ВХ}^2 + a_3 U_{ВХ}^3 + \dots + a_n U_{ВХ}^n . \quad (94)$$

Подставив (93) в (94), при $U_k = 1$ получим

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} = & a_1(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t + \dots + \cos \omega_n t) + a_2(\cos^2 \omega_1 t + \dots + \cos^2 \omega_n t + \\ & + 2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \dots) + a_3(\cos^3 \omega_1 t + \cos^3 \omega_n t + 3 \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t + 3 \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_3 t + \\ & \dots + 6 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \cos \omega_3 t + \dots) \dots \end{aligned} \quad (95)$$

Из (95) следует, после некоторых тригонометрических преобразований что выходной сигнал содержит кроме основных частот $\omega_1 \dots \omega_n$ и их гармоник $n\omega_1; n\omega_2 \dots n\omega_n$ еще и большое число комбинационных частот $\omega_i \pm \omega_k$; $\omega_i \pm \omega_k \pm \omega_n$ и т.д., причем количество этих составляющих велико и растет с увеличением числа поднесущих (таблица 7).

При этом амплитуды комбинационных составляющих оказываются больше в несколько раз амплитуд гармоник. Так, для члена ряда $a_3 U^3$ амплитуда составляющей $\omega_i \pm \omega_k \pm \omega_n$ больше амплитуды 3-й гармоники в 6 раз. Это рассматривалось для немодулированных сигналов. В реальных условиях в каждом канале передаются модулированные колебания, спектры которых имеют дополнительные составляющие (боковые), что еще больше усложняет спектры

сигналов на выходе демодулятора. Поэтому для устранения этой погрешности поднесущие должны быть разнесены между собой так, чтобы исключить попадания комбинационных частот в полосу пропускания фильтров поднесущих. С увеличением числа каналов разнести их становится труднее, поэтому частотное разделение каналов применяют тогда, когда число каналов невелико. Для радиотелеметрии обычно $n \leq 18$.

Таблица 7 – Зависимость количества комбинационных составляющих от числа каналов

Число Каналов	Число комбинационных составляющих		
	$\omega_i + \omega_k$	$2\omega_i + \omega_k$	$\omega_i + \omega_k + \omega_n$
5	20	40	40
10	90	180	480
15	210	420	1820

Погрешность, обусловленная влиянием соседних каналов. Это связано с тем, что используемые для фильтрации фильтры не имеют идеальной П-образной характеристики. Величина этой погрешности зависит от вида модуляции поднесущих частот.

Использование АМ поднесущих частот. Для упрощения примем, что немодулированные колебания $U \cos \omega_1 t$ и $U \cos \omega_2 t$ передаются по соседним каналам, причем ω_1 и ω_2 совпадают с резонансными частотами канальных фильтров Φ_1 и Φ_2 . Так как фильтры не идеальны, то частота ω_1 пройдет на выход фильтра Φ_2 , а ω_2 – на выход фильтра Φ_1 . В этом случае на выходе фильтра Φ_1 получим (рисунок 38)

$$U_{\Phi_1} = U \cos \omega_1 t + \rho U \cos \omega_2 t = U_m \cos(\omega_1 t + \varphi), \quad (96)$$

где ρ – нормированный коэффициент передачи фильтра Φ_1 на частоте ω_2 .

$$U_m = U \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos(\omega_2 - \omega_1)t},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\rho \sin(\omega_2 - \omega_1)t}{1 + \rho \cos(\omega_2 - \omega_1)t}. \quad (97)$$

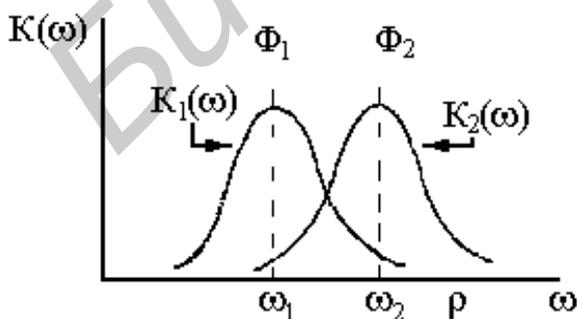


Рисунок 38 – Амплитудно-частотные характеристики канальных фильтров

Демодулятор поднесущих и фильтр ФНЧ (см. схему рисунка 35) выделяет низкочастотную составляющую с частотой $(\omega_2 - \omega_1)$. Для определения величины выходного напряжения разложим выражение (97) по биному Ньютона. Тогда получим

$$U_m = U \left\{ 1 + \frac{1}{2} [\rho^2 + 2\rho \cos(\omega_2 - \omega_1)t] - \frac{1}{8} [\rho^2 + 2\rho \cos(\omega_2 - \omega_1)t]^2 + \dots \right\}. \quad (98)$$

Так как $\rho \ll 1$, то можно записать приближенно, что

$$U_m = U + \frac{1}{2} \rho^2 U + \rho U \cos(\omega_2 - \omega_1)t. \quad (99)$$

Если нормированный коэффициент передачи фильтра ФНЧ на частоте $(\omega_2 - \omega_1)$ равен ρ_0 , то напряжение $U_{\phi 1}$ на выходе фильтра НЧ будет

$$U_{\phi 1} = U + \frac{1}{2} \rho^2 U + \rho_0 \rho U \cos(\omega_2 - \omega_1)t. \quad (100)$$

Таким образом, использование фильтров с неидеальной характеристикой пропускания вызывает помеху в виде постоянной составляющей, равной $1/2 \rho^2 U$, и переменной, представляющей собой биения с частотой $(\omega_2 - \omega_1)$ и амплитудой $\rho_0 \rho U$.

Использование частотной модуляции поднесущих частот. Полагая, как и в первом случае, что по соседним каналам передается немодулированные колебания, на выходе фильтра получим

$$U_{\phi 1} = U \cos \omega_1 t + \rho U \cos \omega_2 t = U_m \cos(\omega_1 t + \varphi) = U_m \cos \psi, \quad (101)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\rho \sin(\omega_2 - \omega_1)t}{1 + \rho \cos(\omega_2 - \omega_1)t}. \quad (102)$$

Так как $\rho \ll 1$, то

$$\varphi \cong \rho \sin(\omega_2 - \omega_1)t. \quad (103)$$

Мгновенную частоту сигнала можно определить как

$$\frac{d\psi}{dt} = \omega_1 + \frac{d\varphi}{dt} \quad (104)$$

и ее отклонение от резонансной частоты фильтра $\omega_{\phi 1}$ будет равно

$$\frac{d\psi}{dt} - \omega_{\phi 1} = \omega_1 + \frac{d\varphi}{dt} - \omega_{\phi 1} = \omega_1 + \rho(\omega_2 - \omega_1) \cos(\omega_2 - \omega_1)t - \omega_{\phi 1}. \quad (105)$$

Таким образом, помеха, обусловленная соседним каналом при частотной модуляции поднесущих, представляет собой биения с частотой $(\omega_2 - \omega_1)$ и амплитудой $\rho(\omega_2 - \omega_1)$.

2.6.4 Погрешности систем с временным разделением каналов

Основными причинами возникновения погрешностей в системах с временным разделением каналов являются [2]:

- необходимость восстанавливать исследуемый процесс по дискретным выборкам (рассмотрено ранее);
- перекрестное влияние каналов.

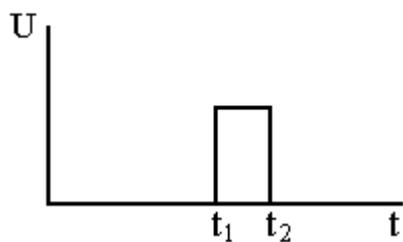


Рисунок 39 – Форма входного сигнала

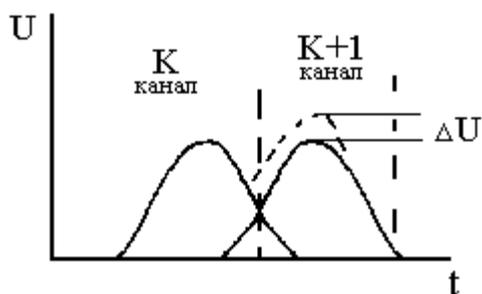


Рисунок 40 – Искажение формы сигналов на выходе k-х каналов ИИС

Рассмотрим погрешность, обусловленную **перекрестным** влиянием каналов.

При временных методах разделения каналов предполагается, что сигнал в канале передается прямоугольным импульсом, т.е. импульс отличен от нуля только в пределах от t_1 до t_2 (рисунок 39). Однако сигнал, ограниченный во времени, имеет бесконечный спектр и не может быть передан без искажений. На практике любые сигналы имеют ограниченный спектр, а это соответствует искажению импульса, т.е. удлинению его фронтов (переднего и заднего, рисунок 40).

Подобное расширение импульса во времени приводит к тому, что часть импульса попадает в соседние интервалы времени, отведенные для соседних каналов. Попадание импульса в соседний канал и является причиной погрешности. Попадание сигнала из k канала в $k+1$ канал приводит к изменению амплитуды импульса на ΔU и его ширины Δt . Изменение амплитуды вызывает погрешность при использовании АИМ. Если же используется ВИМ, то изменение на Δt приводит к погрешности при ВИМ (ШИМ).

3 ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ИИС

3.1 Коммутаторы

3.1.1 Общие сведения и характеристики коммутаторов

Основное назначение коммутаторов – образование между блоками ИИС соединений, обеспечивающих прохождение измерительных сигналов в заданных направлениях [2,3,17]. Они применяются для временного разделения каналов, для подключения выходных сигналов в определенной последовательности к устройствам представления информации и т.д. Особое значение для ИИС представляют измерительные коммутаторы, служащие для переключения аналоговых измерительных сигналов, так как к ним предъявляются требования выполнения коммутационных операций с заданными метрологическими характеристиками.

По принципу действия коммутаторы делятся на **контактные** и **бесконтактные**.

В контактных коммутаторах подключение датчика или канала осуществляется замыканием механических контактов, в качестве которых обычно используются реле всевозможных типов. В бесконтактных такое подключение происходит за счет изменения проводимости управляемых каким-либо способом элементов, например, фоторезисторов, диодов, транзисторов и т.д.

Основные характеристики коммутаторов.

1 Погрешность коэффициента передачи аналогового сигнала

$$\sigma = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (106)$$

где $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ – входной и выходной сигналы коммутатора.

При передаче кодовых сигналов эта характеристика является несущественной.

2 Быстродействие или скорость коммутации, которое определяет количество переключений (ν) в секунду.

3 Количество коммутируемых входных сигналов (N) и управляющих элементов коммутатора (M). Обычно при проектировании ИИС стремятся к уменьшению N и M .

4 Максимальная частота коммутации каждого канала

$$f = \frac{\nu}{N}. \quad (107)$$

5 Динамический диапазон коммутируемых величин.

6 Срок службы, определяемый предельным количеством переключений, при котором основные характеристики коммутатора остаются неизменными в заданных пределах.

Для построения коммутаторов используются коммутационные элементы, которые состоят из ключа и управляющего устройства. Под ключом понимается двухполюсный элемент электрической цепи, который может находиться в

замкнутом состоянии, когда сопротивление в проводящем состоянии мало (R_3), и в непроводящем (разомкнутом) состоянии, когда сопротивление его велико (R_p).

Наиболее важными расчетными характеристиками ключей для электрических сигналов являются:

- сопротивление в замкнутом (R_3) и разомкнутом (R_p) состояниях или их отношение – коммутационный коэффициент K_k , равный

$$K_k = \frac{R_p}{R_3} ; \quad (108)$$

- собственные (паразитные) ЭДС ключа (e_0) и ток (i_0), возникающие в коммутируемой цепи под действием управляющих сигналов;

- динамический диапазон (D_k), равный отношению максимальной (A_{max}) к минимальной (A_{min}) амплитудам входного сигнала:

$$D_k = \frac{A_{max}}{A_{min}} ; \quad (109)$$

- максимальная частота переключений ключа ν_k ;

- предельное количество переключений $\nu_{пред}$.

Для идеального ключа по коммутационному коэффициенту необходимо, чтобы $R_p = \infty$; $R_3 = 0$; $e_0 = 0$; $i_0 = 0$. Наиболее близки к таким идеальным ключам контактные ключи (реле различной конструкции), у которых $R_p = 10^8 \dots 10^{12}$ Ом, $R_3 = 0,005 \dots 0,1$ Ом, собственная ЭДС $e_0 \approx$ доли микровольт, динамический диапазон $D_k = 10^7$. Однако скорость переключений мала и может быть в пределах от единиц до десятков переключений в секунду. Предельное количество переключений не превышает $10^6 \dots 10^7$, при этом мощность управления составляет $0,1 \dots 10$ Вт. В настоящее время контактные коммутационные элементы применяются преимущественно для коммутации параметрических датчиков и малых по уровню токов и напряжений при относительно небольших скоростях коммутации.

Для построения бесконтактных коммутаторов ИИС применяются электронные элементы, у которых под действием внешнего управляющего сигнала скачкообразно изменяется сопротивление. Например, может быть схема ключа (рисунок 41) на транзисторах (также на полевых транзисторах) или интегральных схемах. Такие коммутационные элементы имеют:

$R_3 = 2 \dots 100$ Ом, $R_p = 10^6 \dots 10^8$ Ом, $e_0 = 1 \dots 100$ мкВ, $i_0 = 0,01 \dots 0,05$ мкА, $K_k = 10^4 \dots 10^8$, паразитную емкость $C = 5 \dots 50$ пФ, $\nu_k = 10^6$.

Основная область применения электронных коммутационных элементов – коммутация с высокими скоростями относительно больших напряжений и токов (примерно ± 5 В; ± 10 В; ± 5 мА).

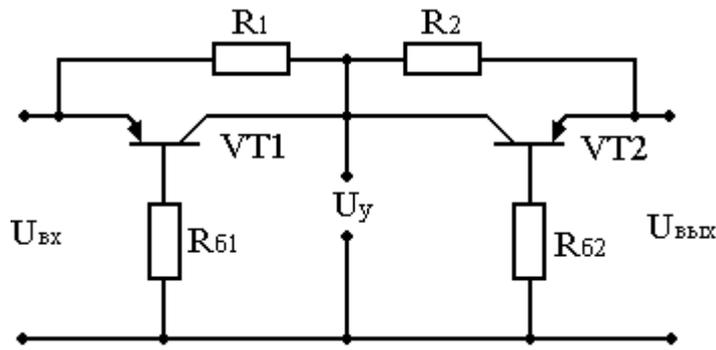


Рисунок 41 – Электрическая схема коммутатора на транзисторах

3.1.2 Погрешности коммутаторов

Коммутационные элементы могут располагаться в коммутируемой цепи последовательно (рисунок 42, а), параллельно (рисунок 42, б) и последовательно-параллельно (рисунок 42, в) относительно сопротивления нагрузки. Наибольшее применение имеют коммутаторы с последовательным включением элементов (см. рисунок 42, а). Рассмотрим погрешности, вызываемые влиянием коммутационных элементов, в одноступенчатом коммутаторе с n входами и одним выходом. В качестве входных сигналов пусть будут генераторные датчики (рисунок 43), имеющие внутренние сопротивления $r_1 = r_2 = \dots = r_n$ и ЭДС E_n . Также полагаем, что $r_3 \neq 0 = \text{const}$; $r_p \neq \infty = \text{const}$, а сопротивление нагрузки $r_H = \infty$. Погрешность, вносимая коммутатором, имеет две составляющие. Первая (σ_1), обусловленная тем, что сопротивление r_3 не равно нулю, а r_p не равно бесконечности, а также взаимным влиянием всех каналов, равна

$$\sigma_1 = 1 - U_{\text{ВЫХ}}/U_i, \quad (110)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение на выходе коммутатора;

U_i – i -й выходной сигнал.

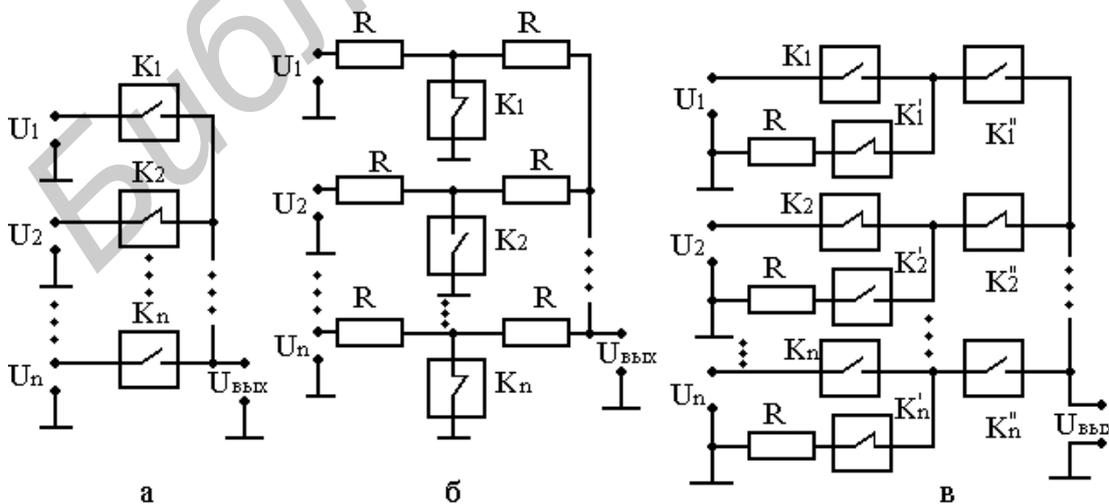


Рисунок 42 – Схемы включения коммутационных элементов

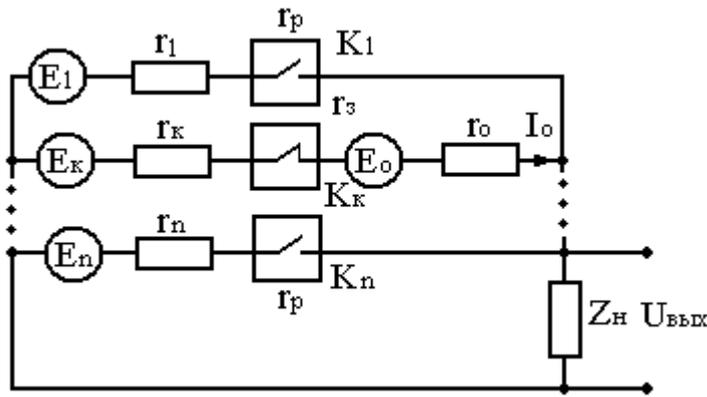


Рисунок 43 – Эквивалентная схема коммутатора

Вторая составляющая (σ_2) обусловлена остаточными ЭДС ключей U_{i_k} и определяется как

$$\sigma_2 = U_{\text{вых}} / U_{i_k} . \quad (111)$$

Значения этих погрешностей определяются из соотношений:

$$\sigma_1 = 1 - k_k - \frac{k_i \sum_{i=1}^n E_i}{(n-1)E_k} , \quad (112)$$

$$\sigma_2 = \frac{E_0}{E_k} k_k + \frac{I_0 r_0}{E_k} , \quad (113)$$

где k_k – коэффициент передачи между к входом, т.е. входом, подключенным в данный момент, и выходом и равный:

$$k_k = \frac{1}{1 + \frac{(n-1)(r_k + r_s)}{r_k + r_o}} , \quad (114)$$

где k_i – коэффициент передачи между «I» входом и выходом и равный

$$k_i = \frac{1}{1 + \frac{r_k + r_o}{(n-1)(r_k + r_s)}} . \quad (115)$$

Из приведенных соотношений видно, что суммарная погрешность коммутатора, равная

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_1 + \sigma_2 , \quad (116)$$

зависит от числа коммутируемых элементов n и растет с их увеличением. Для нахождения погрешности коммутатора, работающего с параметрическими датчиками, следует на схеме рисунка 43 положить $E_i = 0$.

Уменьшить погрешность можно, используя групповой принцип построения коммутаторов, когда n входов разделяют на q групп по m датчиков. На рисунке 44 показана схема двухступенчатой коммутации.

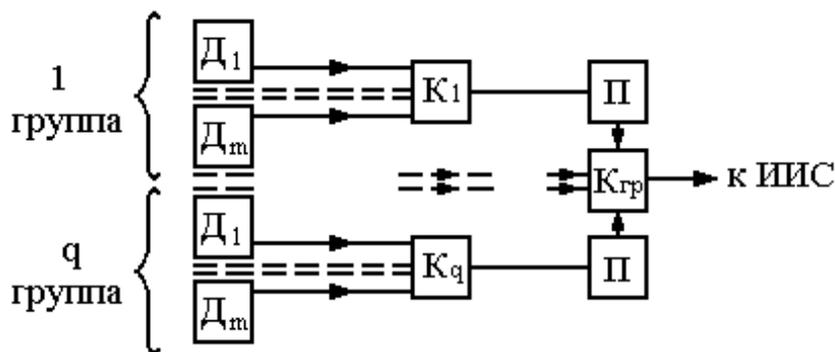


Рисунок 44 – Схема группового метода построения коммутаторов

Для каждого многоканального коммутатора существует некоторое оптимальное число групп (q_{opt}), при котором обеспечивается минимум погрешности передачи, причем это число приблизительно равно

$$q_{opt} = \sqrt{mk}, \quad (117)$$

где m – количество датчиков в группе;

k – общее число датчиков.

Кроме статической погрешности коммутаторы имеют и динамическую, обусловленную переходными процессами, взаимными помехами между каналами и помехами от вспомогательных цепей. При построении коммутаторов следует учитывать также то, что сами коммутаторы являются источниками помех.

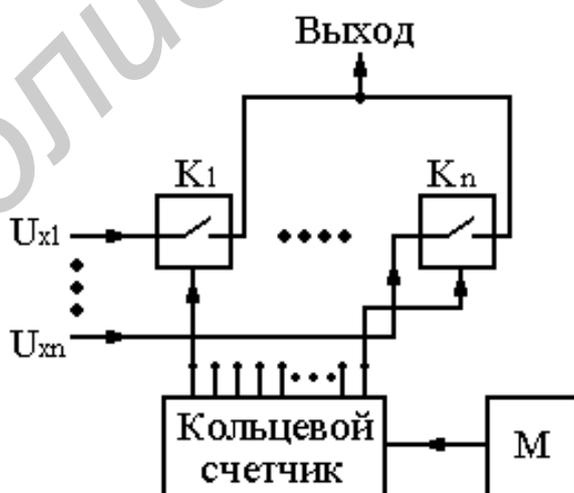


Рисунок 45 – Схема коммутатора с кольцевым счетчиком

3.1.3 Принципы построения коммутаторов

Аппаратные коммутаторы. Наиболее распространенным типом аппаратного коммутатора является электромеханический коммутатор – **шаговый искатель**. Он представляет собой ряд неподвижных пластин, расположенных по окружности, вдоль которых под действием электромагнита перемещается подвижная щетка. Число неподвижных контактов в одном ряду 11, 17, 25 и 50, а число рядов, по которым перемещается электрически изолированные щетки, может быть 4 или 8. Коммутация происходит со скоростью, не превышающей нескольких десятков шагов в секунду. Срок службы таких устройств – 150 ... 300 тыс. обходов. Потребляемая мощность – 50 Вт.

Электронно-лучевой коммутатор представляет собой осциллографическую трубку, в которой вместо экрана имеется система контактных электродов. Для коммутации каналов, т.е. перемещения луча с одного контакта на другой, служат электростатические или магнитные отклоняющие устройства. Такие коммутаторы позволяют производить до 10^7 переключений в секунду, однако они сложны в изготовлении и позволяют переключать сравнительно малое число каналов.

Примером бесконтактных аппаратных коммутаторов могут быть фотоэлектрические коммутаторы (оптоэлектронные). В таких коммутаторах переключение цепей осуществляется за счет поочередного освещения фотоэлементов с помощью специальных устройств. Частота переключений у оптоэлектронных коммутаторов может достигать более 10 МГц.

Схемные коммутаторы. По принципу построения схемные коммутаторы делятся на линейные, матричные и пирамидальные.

Примером **линейного** бесконтактного коммутатора может быть схема рисунка 45. Коммутатор с помощью ключей K_n поочередно подключает «n» входов к общей линии связи или какому-либо функциональному устройству. Каждый из ключей имеет два входа: на один подается сигнал U_{xn} , а на второй – управляющее напряжение. Управляющее напряжение может поступать, например, с кольцевого счетчика, состоящего из триггерных ячеек. Счетчик запускается импульсами от мультивибратора М. После появления на входе счетчика 1-го импульса открывается ключ K_1 , n-й импульс открывает ключ K_n , а с приходом $(n + 1)$ импульса начинается новый цикл.

Схема **пирамидального** коммутатора с использованием реле показана на рисунке 46. В этом коммутаторе реле работают по двоичному коду. В соответствии с кодом определяется и количество реле, необходимое для переключения заданного числа каналов. В каждой последующей ступени коммутатора количество контактных групп в реле удваивается. Так, в первой ступени должна быть одна контактная группа, во второй – две, в третьей – четыре.

Принцип действия основан на том, что при отсутствии импульсов движения все реле находятся в состоянии 0, что соответствует коду 000, и с выходом 0 соединен нулевой входной канал. После прихода первого импульса движения реле P_3 переходит в состояние 1 (код 001) и к выходу подключается 1-й канал.

Второй импульс переводит в новое состояние реле P_2 и возвращает в исходное состояние реле P_3 (010) и т.д.

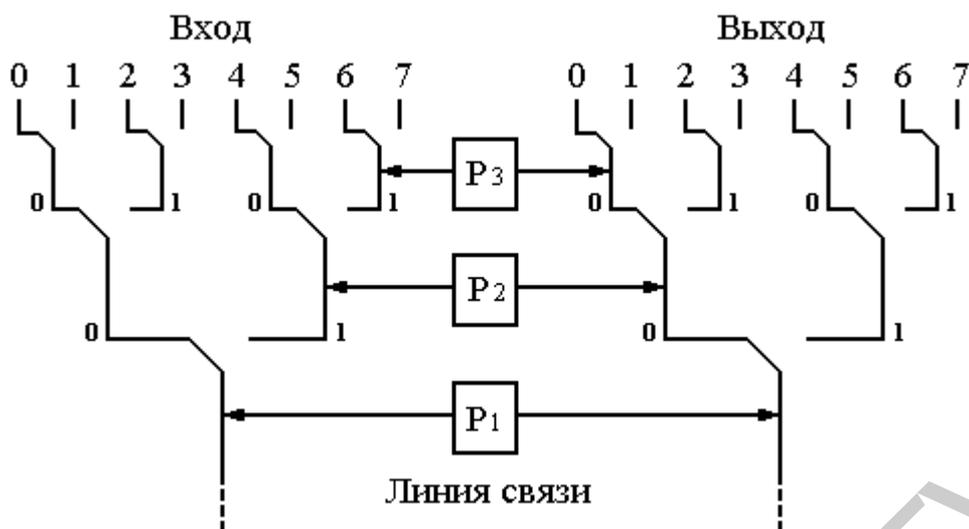


Рисунок 46 – Схема релейного коммутатора

После прихода восьмого импульса все реле окажутся в состоянии 0. Рассмотренный коммутатор можно использовать для подключения N каналов к общему выходу. Если удвоить число контактных групп в каждом реле, то можно получить коммутирующее устройство для временного разделения каналов на приемной и передающих сторонах.

Матричные коммутаторы выполняются как контактными, так и бесконтактными. Принцип действия его можно пояснить на схеме рисунка 47, на котором показан универсальный полнодоступный коммутатор, который позволяет организовать соединение любого сочетания из « n » с любым сочетанием из $m > 1$ выходов.

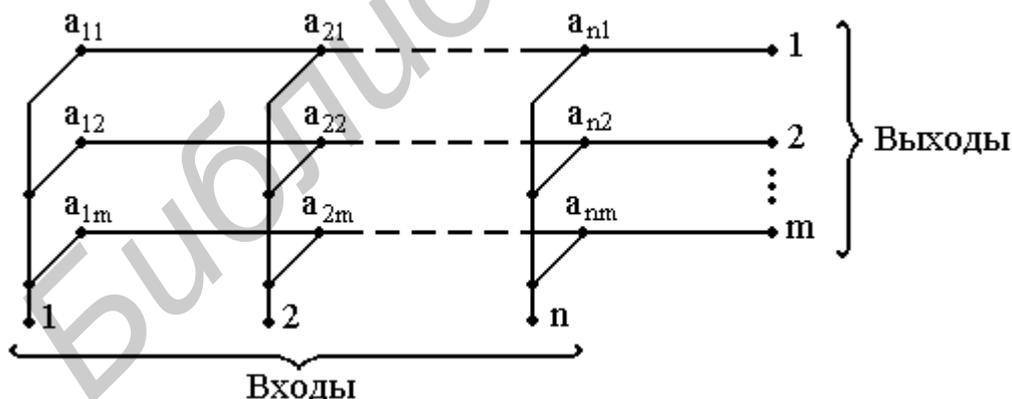


Рисунок 47 – Матричная схема построения коммутатора

На рисунке 47 показаны управляющие элементы; символы a_{ij} обозначают состояние ключей на пересечении столбца i и строки j и принимают значения 0 или 1. В таком устройстве количество ключей $L = n \cdot m$, количество устройств управления $P = n + m$ и в каждом канале будет расположен один ключ. Ключи

могут быть как контактными, так и бесконтактными. На рисунке 48 показана структурная схема бесконтактного матричного коммутатора на 100 входов ($n = 100$).

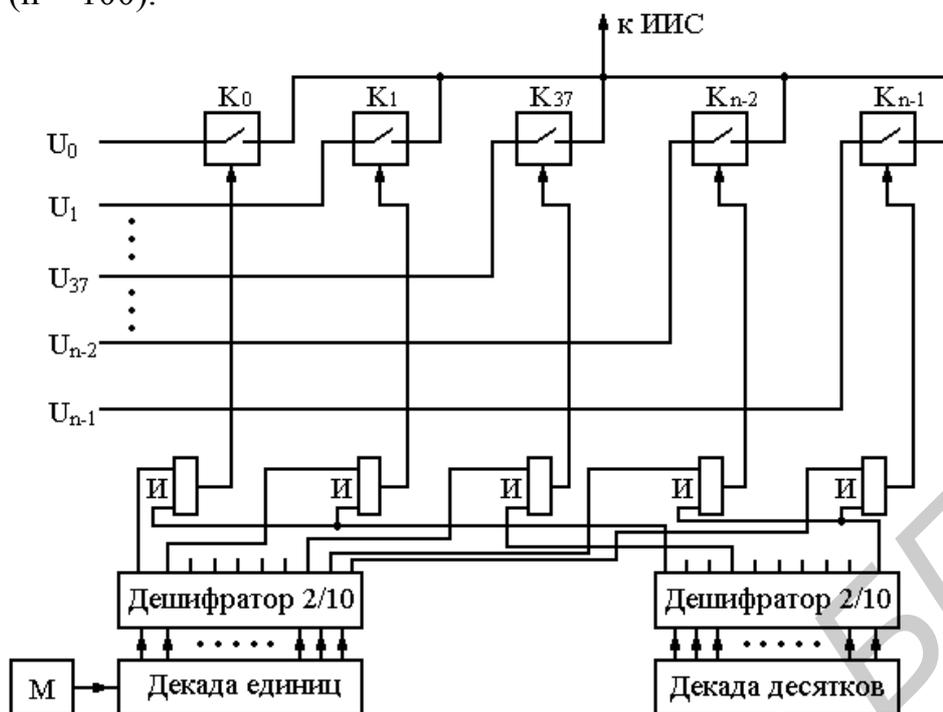


Рисунок 48 – Структурная схема бесконтактного коммутатора

Коммутатор включает в себя счетчик, состоящий из двух счетных декад (единиц и десятков), двух двоично-десятичных дешифраторов и 100 ячеек «И», выходной сигнал которых управляет ключами K_n . Так, для того чтобы открылся 37-й ключ, на счетчик должно поступить 37 импульсов. При этом в декаде единиц будет записано число 7, а в декаде десятков – число 3. Следовательно, напряжение появится на восьмой шине дешифратора декады единиц и на четвертой шине дешифратора декады десятков, т.е. на обоих входах 37 ячейки И, что приведет к появлению сигнала на ее выходе, открывающего ключ K_{37} .

3.2 Унифицирующие устройства

3.2.1 Назначение унифицирующих устройств

Современные ИИС одновременно обслуживают большое число датчиков, подключенных к одному входу через коммутаторы. Датчики, работающие на одну систему, могут, во-первых, различаться по своим физическим принципам и конструкциям и, во-вторых, датчики одного типа могут несколько отличаться друг от друга диапазоном своих выходных характеристик. Для согласования датчика с системой его выходной сигнал должен быть унифицирован, т.е. приведен к единой физической величине и к единой шкале [9]. По ГОСТ 9895-78 и ГОСТ 26013-81 в качестве стандартных унифицированных сигналов приняты:

- постоянный ток: 0...5 мА; -5...0...+5 мА; 0...20 мА; -20...0...+20 мА;
- напряжение постоянного тока: 0...1 мВ; -10...0...+10 мВ; 0...10 мВ; 100...0...+100 мВ; -1...0...+1 в и т.д.

Принципы использования унифицированных устройств показаны [2,3,9] на рисунке 49.

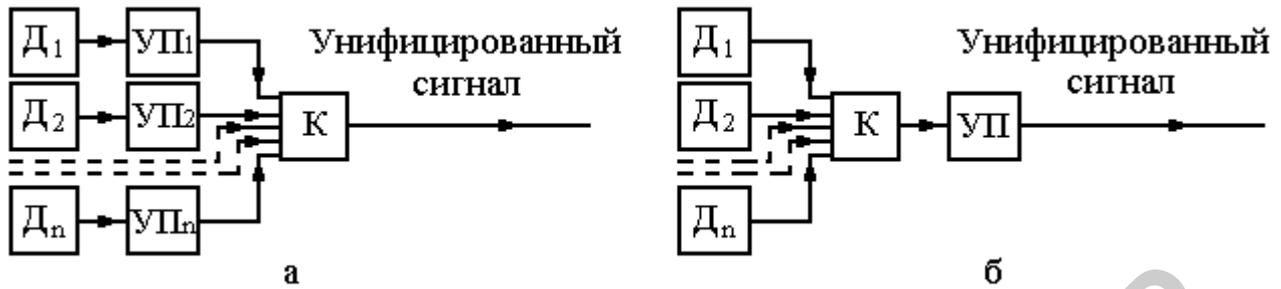


Рисунок 49 – Структурные схемы построения унифицированных устройств

Унифицированные преобразователи могут быть индивидуальными, связанными с одним датчиком (рисунок 49, а), и групповыми, работающими с несколькими измерительными цепями (рисунок 49, б). Групповые унифицирующие устройства обычно используются в системах, имеющих коммутаторы сигналов измерительных цепей. При применении групповых унифицирующих элементов особенно важно, чтобы выполнялись условия правильного согласования их точностных и динамических характеристик с характеристиками коммутатора и других элементов измерительного тракта.

При линейной характеристики датчика $x = f(\xi)$ унифицирующий преобразователь выполняет линейные операции, которые можно назвать **масштабированием**. Если выходной сигнал x датчика меняется от X_1 до X_2 , а шкала выходного сигнала унифицирующего устройства должна лежать в пределах от 0 до Y_m , то унифицирующее устройство должно выполнять линейную операцию вида

$$y = y_0 + k x, \quad (118)$$

т.е. преобразовать входную величину $x = X_1 \rightarrow 0$ и $x = X_2 \rightarrow Y_m$. Тогда получим систему уравнений

$$\begin{aligned} 0 &= y_0 + k X_1; \\ Y_m &= y_0 + k X_2, \end{aligned} \quad (119)$$

из которой можно найти параметры преобразования для датчиков, имеющих линейные характеристики:

$$k = Y_m \frac{1}{X_2 - X_1}, \quad y_0 = -Y_m \frac{X_1}{X_2 - X_1}. \quad (120)$$

Чаще всего характеристики датчиков нелинейные. Например, у термопар хромель-капель (ХК) и других нелинейность характеристики достигает 5...6%. Еще большую нелинейность имеют некоторые преобразователи с квадратичной характеристикой. В этом случае унифицирующие устройства должны выполнять дополнительную операцию, устраняющую нелинейную зависимость $x = f(\xi)$. Для этого необходимо, чтобы унифицирующее устройство выполняло такую нелинейную операцию, чтобы сигнал на его выходе

$$y^1 = y_0 + k^1 \xi. \quad (121)$$

Такая операция называется **линеаризацией**. Применение линеаризирующих устройств резко снижает нелинейность характеристик большинства датчиков. При использовании с ИИС вычислительных машин последние могут выполнять и операцию линеаризации.

3.2.2 Унифицирующие устройства постоянного тока

Постоянный ток и напряжение можно унифицировать аналоговыми или цифровыми преобразователями. В последнем случае унификацию сигнала выполняют одновременно с цифровым преобразованием.

Рассмотрим пример линейного преобразования, когда унифицированным сигналом является постоянное напряжение. На рисунке 50 показана схема унифицирующего преобразователя, предусмотренного для включения термопар различных типов (ХК – хромель-капель, ХА – хромель-алюмель, ПП – платиновый-платина). Такое унифицированное преобразование осуществляется в два этапа. На первом этапе путем вычитания из измеряемой величины начальной постоянной составляющей U_0 производят установку нуля. Для этого используется неуравновешенный мост M , одно из сопротивлений которого зависит от t °С. Мост питается стабилизированным напряжением 5В. Темперозависимый резистор R_t и сопротивления $R_1 - R_3$ подбирают так, чтобы выходное напряжение моста менялось при изменении температуры по тому же закону, что и термоЭДС холодного спая, и компенсировало температуру окружающей среды.

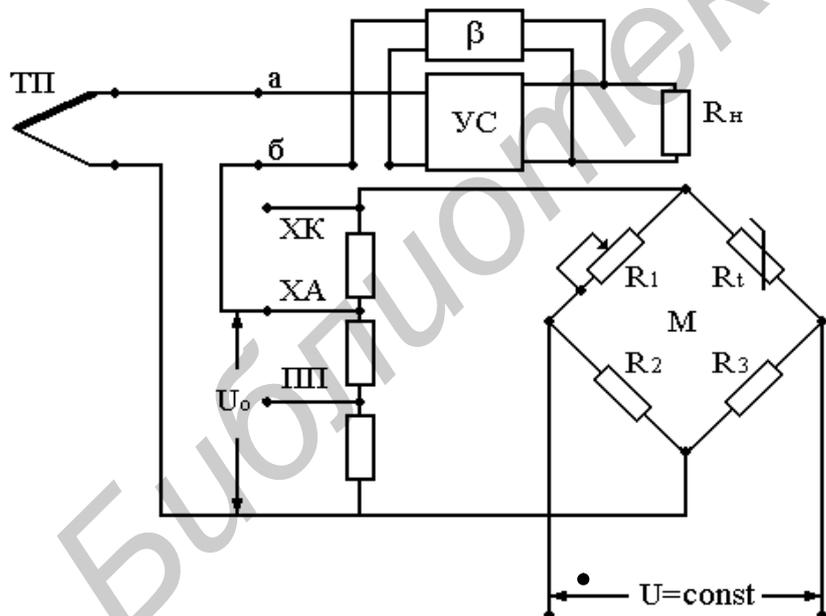


Рисунок 50 – Схема унифицирующего преобразователя

Изменение сигнала в « k » раз, т.е. масштабирование, осуществляется измерительным усилителем (УС), имеющим стабильный коэффициент усиления за счет применения обратной связи (β). Так как коэффициент усиления усилителя с обратной связью k_{oc} равен

$$k_{oc} = \frac{k}{1 + k\beta}, \quad (122)$$

где k – коэффициент усиления усилителя без обратной связи;

β – коэффициент передачи цепи обратной связи.

При сильной обратной связи, когда $k\beta \gg 1$,

$$k_{oc} \approx 1/\beta. \quad (123)$$

Меняя β , можно менять k_{oc} . Если унифицирующий преобразователь обслуживает группу датчиков, то коэффициент преобразования должен быть переменным, т.е. для каждого датчика своим.

Изменение коэффициента преобразования достигается изменением коэффициента обратной связи β с помощью коммутатора K_2 , работающего синхронно с коммутатором K_1 (рисунок 51).

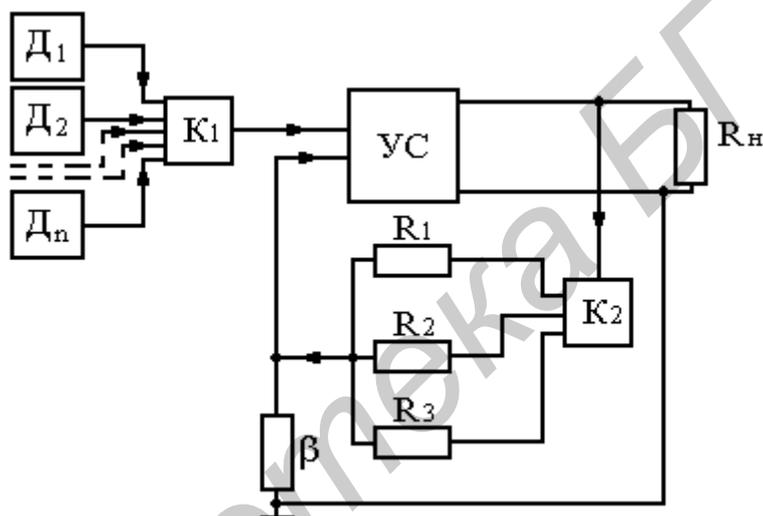


Рисунок 51 – Структурная схема ОС с коммутатором

Для **линеаризации** характеристики унифицирующее устройство должно иметь специальное нелинейное звено (НЗ). Оно может быть включено до линейного унифицирующего преобразователя (УП) (рисунок 52, а) или после него (рисунок 52, б). Однако удобнее иметь это звено в цепи обратной связи усилителя, используемого для изменения масштаба измеряемой величины (рисунок 52, в). В этом случае для того чтобы выходной сигнал унифицирующего устройства линейно зависел от измеряемого параметра, характеристика цепи обратной связи должна иметь такой же вид, что и характеристика датчика.

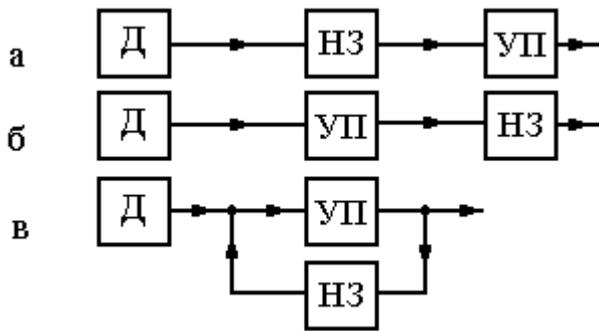


Рисунок 52 – Структурные схемы включения унифицирующих преобразователей

Наиболее часто линейризация достигается заменой реальной характеристики ломаной кривой, состоящей из нескольких прямых участков. Такой способ называется кусочно-линейной аппроксимацией характеристики и выполняют обычно с помощью цепочки последовательно соединенных резисторов, шунтированных стабилитронами или диодами (рисунок 53, а).

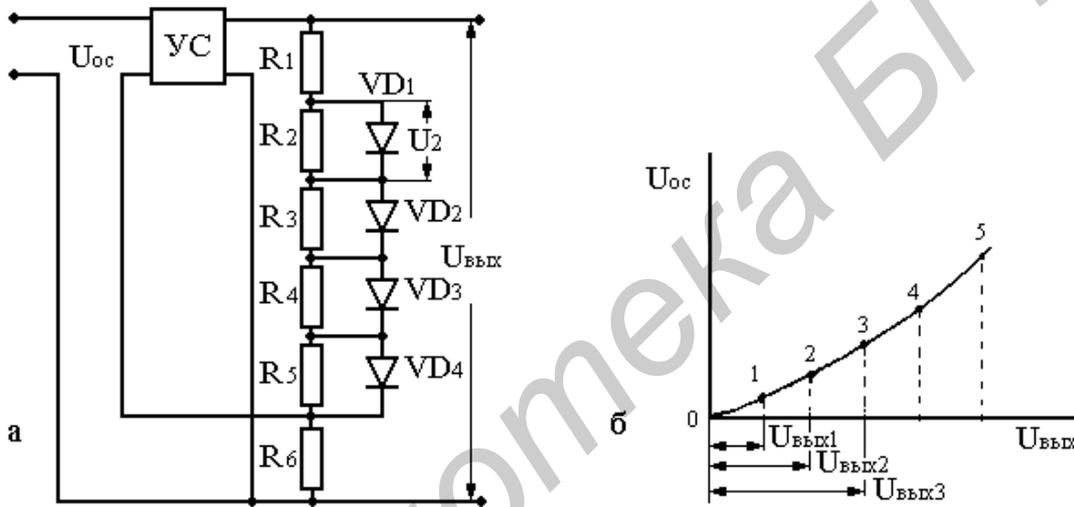


Рисунок 53 – Схема линейризации в цепи обратной связи

Напряжение обратной связи задается многозвенной цепочкой, состоящей из шести резисторов $R_1 \dots R_6$. Резисторы $R_2 \dots R_5$ шунтированы стабилитронами, причем значения резисторов выбирается так, чтобы $R_2 > R_3 > R_4 > R_5$. Зависимость напряжения U_{oc} , снимаемого с сопротивления R_6 , от выходного напряжения $U_{вых}$ приведена на рисунке 53, б. Из рисунка видно, что пока $U_{вых}$ не достигнет значения $U_{вых1}$, ток делителя I_d будет равен

$$I_d = \frac{U_{вых}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6}, \quad (124)$$

а напряжение обратной связи (участок 1 на рисунок 53, б)

$$U_{oc} = I_d R_6. \quad (125)$$

С ростом $U_{\text{вых}}$ увеличивается ток делителя и падение напряжения на каждом из резисторов. Как только напряжение на каком-нибудь из резисторов достигает напряжения пробоя стабилитрона $U_{\text{ст}}$, этот стабилитрон начинает шунтировать соответствующий резистор. Так как самым большим из резисторов делителя является R_2 , то напряжение U_2 первым достигает значения $U_{\text{ст}}$. Начиная с этого момента, ток делителя определится выражением

$$I_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{R_1 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6}, \quad (126)$$

т.е. нарастает более круто (участок 2) и т.д. Число участков и размер каждого участка определяются заданной погрешностью аппроксимации и могут быть рассчитаны из ранее рассмотренных способов дискретизации.

Цифровые унифицирующие преобразователи используют прямое преобразование напряжения в код с помощью АЦП или предварительным преобразованием напряжения в интервал времени с последующим преобразованием в цифровой код.

3.2.3 Унифицирующие устройства переменного тока

Принцип действия унифицирующих устройств переменного тока определяют видом модуляции, используемых в датчиках. Наиболее распространенным видом модуляции в таких устройствах является амплитудная, и для таких сигналов наиболее распространенными унифицирующими преобразователями являются устройства, структурная схема которых приведена на рисунке 54.

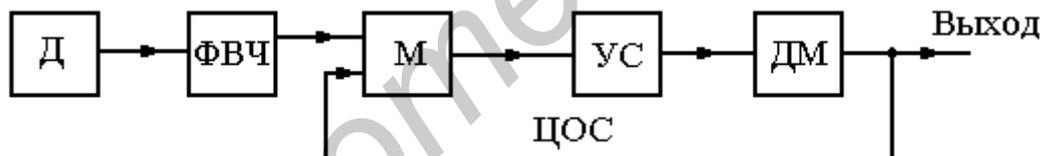


Рисунок 54 – Структурная схема унифицирующего преобразователя с модуляцией

Такие преобразователи служат для подключения дифференциально-трансформаторных датчиков, схема которых показана на рисунке 55.

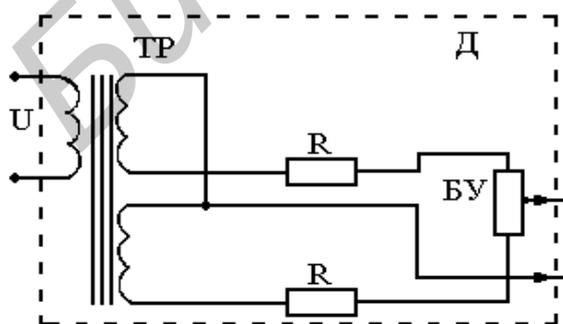


Рисунок 55 – Схема включения дифференциально-трансформаторных датчиков

Начальное напряжение устраняется с помощью балансного устройства (БУ). С датчика сигнал поступает на фазочувствительный выпрямитель (ФВЧ), выпрямляющий сигнал с вторичной обмотки трансформатора датчика, и затем подается на усилительное устройство. Последнее состоит из модулятора (М), усилителя переменного тока (УС) и демодулятора (ДМ).

Такой унифицирующий преобразователь можно использовать с ферродинамическими и резистивными датчиками (с параметрическими датчиками).

3.3 Уставки. Устройства сравнения

3.3.1 Назначение уставок и устройств сравнения

Одной из основных задач ИИС, предназначенных для контроля технологических параметров, является сравнение контролируемой величины с ее верхним и нижним допустимыми значениями, которые задаются уставками (зонами контроля) [2, 3].

Канал сравнения контролируемой величины с уставкой может быть индивидуальным для каждой точки, в которой производится контроль, и общим для всех точек. В последнем случае сравнение во всех каналах осуществляется последовательно во времени. Как правило, при задании двух допустимых уровней (верхнего и нижнего) или при значительном числе точек контроля выгоднее использовать общее устройство сравнения, к которому с помощью коммутаторов подключаются сигналы, соответствующие контролируемым параметрам и уставкам.

Устройства, создающие уставки (формирователи уставок), могут задавать их либо в непрерывной форме, либо в кодовой. Соответственно выбирают и устройства сравнения.

Сигналы, так же как и уставки, могут быть заданы в любом виде, например, в виде давления, линейного или углового перемещения и т.д. Однако в системах автоматического контроля унифицированными сигналами чаще всего являются электрические напряжения. Следовательно, и уставки задаются в виде напряжений. В этом случае на один из входов устройства сравнения (УС) подается измеряемое напряжение U_x (рисунок 56), а на вторые входы УС – верхнее допустимое значение измеряемого напряжения (U_B), номинальное (U_H), и нижнее допустимое (U_M).

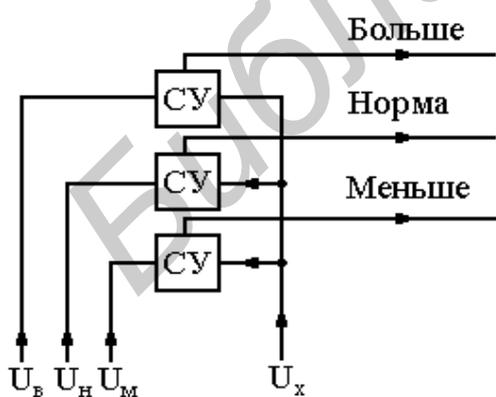


Рисунок 56 – Структурная схема сравнения

Выходные сигналы устройств сравнения свидетельствуют о нахождении измеряемого параметра в «норме» или о выходе его за допустимые пределы «больше» или «меньше» («вверх», «вниз», «влево», «вправо»). Выход измеряемого параметра за допустимые пределы приводит к срабатыванию сигнализирующих устройств.

Чаще всего используется звуковая или световая сигнализация или обе одновременно. Звуковую сигнализацию обеспечивают зуммеры, электрические звонки, гудки, сирены и т.д. Световую – какие-либо лампы: электрические, газосветные и т.д.

Одновременно с сигнализацией могут приводиться в действие устройства автоматического регулирования и управления.

3.3.2 Сравнение с уставками в непрерывной форме

Наиболее часто используемая в системах автоматического контроля схема уставки приведена на рисунке 57.

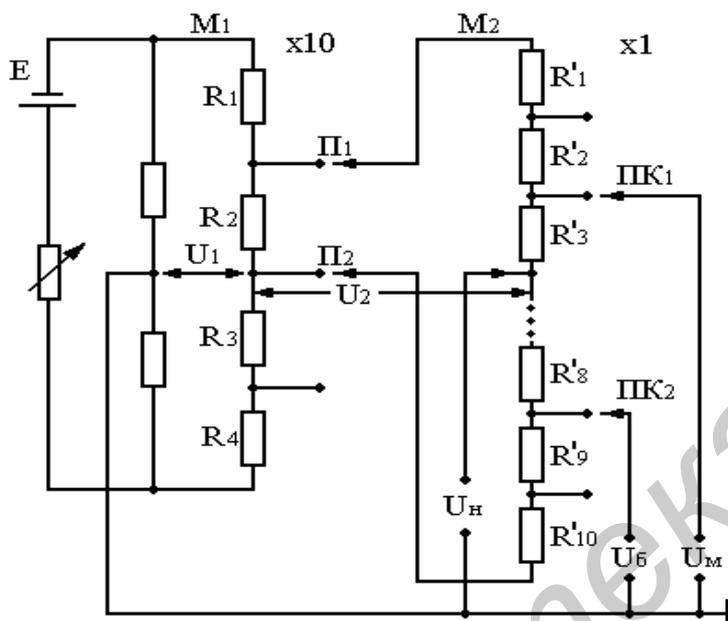


Рисунок 57 – Мостовая схема уставки

Схема уставки состоит из двух мостов M_1 и M_2 , питающихся от одного источника напряжения E , позволяющего задавать номинальное значение U_n . Номинальное напряжение задается двумя переключателями $\Pi_1 \dots \Pi_2$ и представляет собой сумму двух напряжений U_1 и U_2 . Порядок напряжений, создаваемых на резисторах $R_1 \dots R_4$ и $R_1^1 \dots R_{10}^1$, различен. Обычно как номинальное значение, так нижний и верхний пределы задаются в единицах контролируемой величины. Например, если измеряемой величиной является температура,

то уставки задаются в градусах. В этом случае с резисторов $R_1 \dots R_4$ снимают напряжение, соответствующее десяткам градусов, а с $R_1^1 \dots R_{10}^1$ – единицам градусов. Нижний и верхний пределы задаются переключателями ΠK_1 и ΠK_2 , также в единицах измеряемой величины. Однако уставки могут задаваться и в процентах от шкалы измерительного устройства. Для изменения значения уставки при коммутации между верхним (ΠK_1) и нижним (ΠK_2) контактами переключателей всегда должен быть включен только один резистор, в противном случае меняется масштаб величины, снимаемой с резисторов $R_1^1 \dots R_{10}^1$.

3.3.3 Сравнение с уставками в цифровой форме

В тех системах автоматического контроля, где операциям сравнения предшествует преобразование сигнала в дискретную форму (число или код), уставки должны задаваться также в этой форме. Для задания уставок и хранения кодов или чисел, соответствующих текущим значениям измеряемых параметров,

применяются регистры, счетчики числа импульсов или схемы, имитирующие их, например делители напряжения или переключатели.

Наиболее распространенный способ сопоставления двух чисел, предварительно записанных в регистры, основан на их разрядном сравнении. Операции поразрядного сравнения чисел осуществляются различными комбинациями логических цепей типа «И», «ИЛИ», «НЕ».

Установить равнозначность двух одноразрядных чисел можно с помощью схемы рисунка 58.

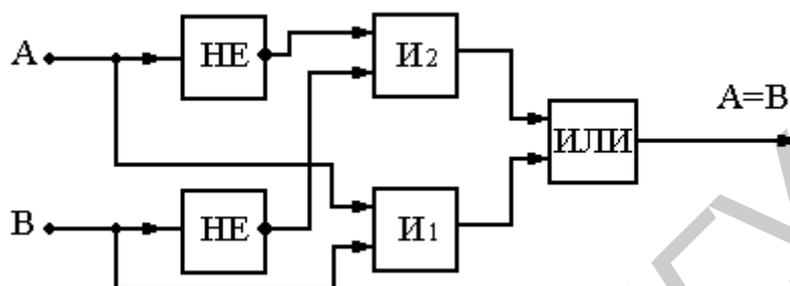


Рисунок 58 – Структурная схема уставки сравнения

Если на входах A и B имеем сигнал, равный 1, то от этих сигналов срабатывает элемент $И_1$; если же на A и B поступает 0, то после элементов «НЕ» имеем 1 и срабатывает элемент $И_2$. В обоих случаях на выходе элемента ИЛИ получим сигнал, соответствующий значению $A = B$.

Схема сравнения одного разряда двух чисел, позволяющая получать сигналы «равно», «больше», «меньше», показана на рисунке 59.

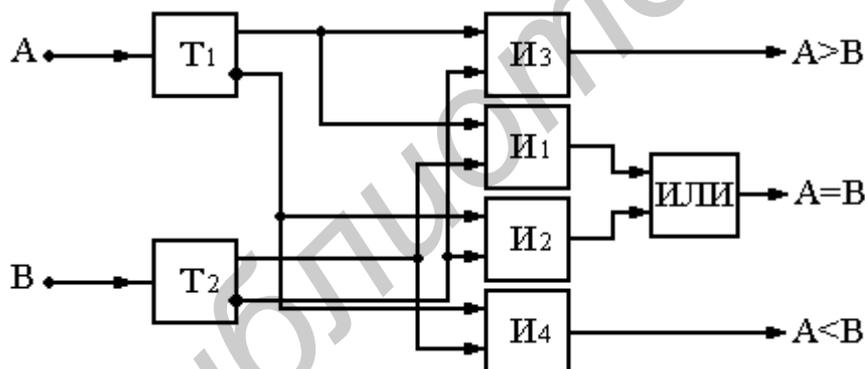


Рисунок 59 – Структурная схема уставки «больше» или «меньше»

В этом случае числа A и B заданы состоянием триггерных ячеек T_1 и T_2 . Сигнал «И» на выходе цепей появится тогда, когда на двух его входах будут 1. Кроме того, примем, что если триггер T_1 находится в состоянии 1, а триггер T_2 – в состоянии 0, то это соответствует $A > B$. Если наоборот: T_1 – состояние 0, а T_2 – состояние 1, то это соответствует $B > A$. При $A = B$ сигнал появится на выходе цепей $И_1$ и $И_2$, при $A > B$ – на выходе $И_3$, а при $B > A$ – на выходе $И_4$.

Подобный принцип сравнения с уставкой можно использовать для допустимой оценки типа «годен» или «не годен». Если задан некоторый допуск на

изделие ΔA и поле этого допуска ΔA_H и ΔA_B , причем $\Delta A_H < \Delta A < \Delta A_B$, то структурная схема определения годности изделия может быть в виде, показанном на рисунке 60.

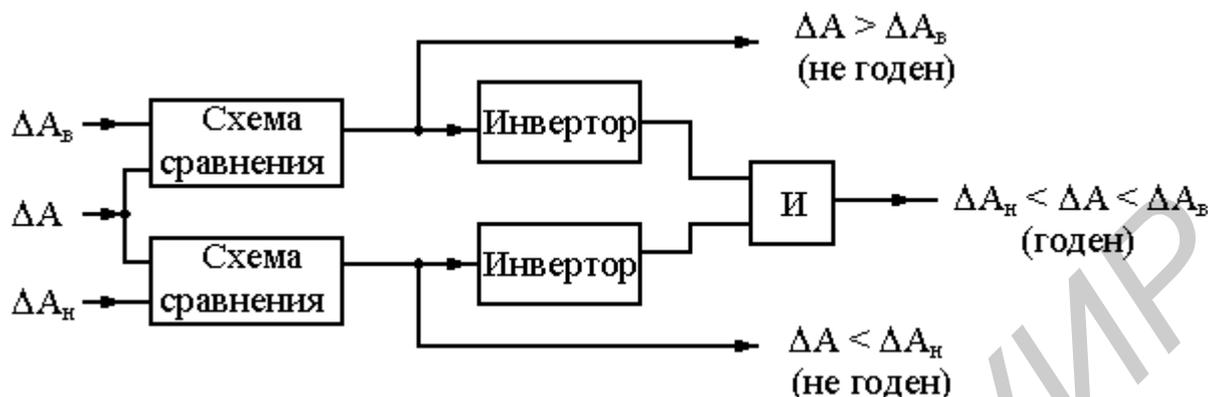


Рисунок 60 – Структурная схема уставки «годен»–«не годен»

Принцип сравнения с уставкой можно использовать для допустимой оценки типа «годен» или «не годен» (при осуществлении допускового контроля параметров изготавливаемых деталей, устройств и т.д.). Такое контролирующее устройство можно построить с применением трех вычитающих устройств (ВУ) и трех логических цепей (Л) (рисунок 61).

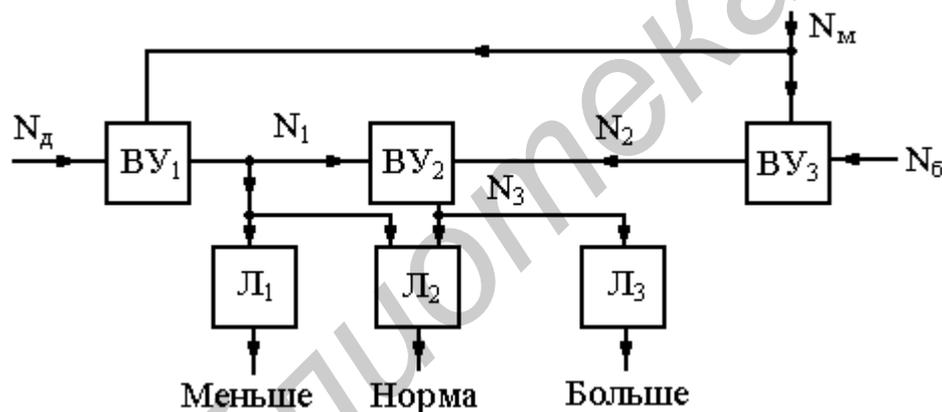


Рисунок 61 – Структурная схема уставки на вычитающих устройствах

На входы ВУ₁ подаются числа: N_d – действительное значение и N_M – его нижнее допустимое значение. Их разность $N_1 = N_d - N_M$ поступает на первое логическое устройство Л₁, и если $N_1 < 0$, то на выходе появится сигнал «меньше». Эта же разность поступает на ВУ₂, куда поступает сигнал N_2 с ВУ₃, равный $N_2 = N_B - N_M$, представляющий собой разность между большим и меньшим допустимыми значениями измеряемого параметра. Число N_3 , получающееся на выходе ВУ₂, будет равно $N_3 = N_1 - N_2 = N_d - N_M - N_B + N_M = N_d - N_B$. Если $N_3 > 0$, то это значит, что действительное значение параметра больше его верхнего допустимого предела, и логическая цепь Л₃ выдаст сигнал «больше».

Если же $N_1 > 0$, а $N_3 < 0$, то параметр находится в пределах допуска, и логическая цепь L_2 выдаст сигнал «норма».

3.4 Методы и устройства представления информации

3.4.1 Задачи устройств представления информации

С увеличением потока информации вопрос о передаче ее человеку, т.е. согласование потока информации с пропускной способностью человека, вырос в одну из важнейших проблем [2,9].

Эффективная деятельность оператора, т.е. скорость воспроизведения предъявляемой информации, точность, надежность зависит от характера информации; от факторов, определяющих технические средства и от психофизиологических факторов, характеризующих самого человека. Поэтому при выборе методов и средств представления информации необходимо знать, какие средства и в каких условиях они оказываются наилучшими. Задачи, которые приходится при этом решать, разнообразны. К ним относятся: определение необходимого числа индикаторов, позволяющих с достаточной полнотой отображать поведение исследуемого объекта; выбор номенклатуры приборов и компоновка щитов, на которых они располагаются; определение типов знаков (символов): их формы, размера, цвета и т.д.

Для того чтобы согласовать возможности оператора по приему информации с работой системы, необходимо:

- 1) выбрать информацию, которая с достаточной полнотой характеризует поведение объекта;
- 2) согласовать поток информации с реальными возможностями человека по ее восприятию и переработке;
- 3) выбрать способ передачи информации и тип устройства представления;
- 4) разработать общую структуру и компоновку устройств представления;
- 5) выбрать тип индикаторов (формы шкал, стрелок, шифровка шкал, цвета и яркости свечения сигнальных табло и т.д.) и алфавит мнемознаков и т.д.

Информацию, представляемую оператору ИИС, можно разделить на три группы:

- 1) **оперативная** (иногда называют экспресс-информация), используемая оператором для наблюдения за ходом эксперимента, для изменения режимов работы объекта и т.д.;
- 2) **статистическая**, необходимая для последующей статистической обработки и обобщения результатов наблюдений, экспериментов и т.д.;
- 3) **отчетная** – для документирования результатов эксперимента и контроля.

Информация может:

- **отображаться** с помощью индикации, сигнализации, которые дают визуальное представление человеку-оператору о количественной информации, необходимой для его общения с ИИС;

- **регистрироваться** количественно с помощью измерительной и записывающей аппаратуры с целью долговременного ее хранения в форме, пригодной для непосредственного восприятия ее человеком-оператором.

Устройства оперативной памяти используются в ИИС для временного, оперативного накопления информации.

Устройства отображения и хранения информации являются системным оборудованием, в значительной степени определяющим качество ИИС.

3.4.2 Принципы построения показывающих устройств

Важнейшим вопросом при проектировании показывающих устройств является согласование потока информации Π_1 с пропускной способностью человека Π_2 . Пропускная способность человека зависит от многих факторов и лежит в пределах от нескольких единиц до 40 – 50 бит/с.

Поток информации, предъявляемый человеку, определяется как

$$\Pi_1 = \frac{1}{t_{np}} \sum_{i=1}^n I_i, \quad (127)$$

где I_i – количество информации, предъявляемой отдельным показывающим устройством;

n – число одновременно работающих показывающих устройств;

t_{np} – время предъявления информации.

Способы предъявления информации оператору и соответственно устройства представления информации, используемые в системах, классифицируются следующим образом.

1 Устройства представления с индивидуальным способом предъявления информации. Эти устройства целесообразно использовать тогда, когда $\Pi_2 > \Pi_1$. В этом случае каждый параметр отображается своим индивидуальным показывающим устройством (ПКУ) и оператор получает количественную информацию, позволяющую судить о значениях всех измеряемых параметров.

Достоинство такого способа – простота, полнота и оперативность, так как одновременно предъявляется информация о всех параметрах, а также высокая надежность. Последнее определяется тем, что выход из строя какого-либо показывающего устройства не влечет за собой потерю информации о других параметрах.

Недостаток – трудно по показаниям отдельных приборов оценить в целом состояние исследуемого или контролируемого объекта.

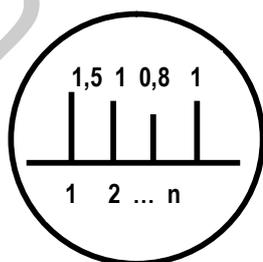


Рисунок 62 – Отображение информации на ЭЛТ

Работа оператора значительно облегчается, если отдельные показывающие приборы группируются на одном табло или заменяются одним экраном (ЭЛТ). Значения параметров могут отображаться высотой вертикальной линии с цифровым отсчетом, а номер датчика – ее положение на оси абсцисс (рисунок 62).

2 Устройства представления с предъявлением обобщенной информации. В этом случае информация о процессах или объектах имеет качественный характер и отображается на одном индикаторе в виде обобщенной характеристики. Примером представления обобщенной информации служит система, предназначенная для самолетов и подводных лодок. В этой системе картинка на экране отображает совокупную информацию о высоте и положении самолета, направлении его движения и угле атаки. По этой картинке оператор зримо представляет положение объекта в пространстве.

Достоинством этого способа является резкое сокращение объема информации. Однако при отклонении обобщенной характеристики за допустимые пределы приходится тратить много времени на поиск и получение необходимой информации, например, причин отклонения.

3 Устройства представления с регулируемым потоком информации. Эти устройства позволяют уменьшить количество информации, предъявляемой в единицу времени либо путем последовательного подключения различных групп датчиков, либо предъявлением не всей информации, а только части ее, только о тех параметрах, которые вышли за допустимые пределы. В обоих случаях объем показывающих устройств уменьшается, но сами устройства представления усложняются за счет введения коммутаторов со сложным управлением.

4 Устройства представления с многоступенчатым способом предъявления информации. Например, на первом этапе человеку предъявляется мнемосхема, изображающая исследуемый объект, и оператор получает качественную информацию о поведении объекта в целом. На втором этапе по вызову оператору предъявляется информация о качественном поведении отдельных узлов или устройств, а в дальнейшем производится детализация отдельных участков объекта. Такие отображающие устройства требуют специализированных вычислительных средств.

Реализация отображающих устройств может осуществляться с помощью **аналоговых** индикаторов. В таких индикаторах значение измеряемой величины может быть отражено:

- угловым перемещением механического, светового или электронного указателя;
- линейным перемещением механического, светового или электронного указателя;
- изменением площади свечения;
- пространственным перемещением символического указателя (например на ЭЛТ).

Выбирают индикатор исходя из требований точности, наглядности и т.д.

Цифровые индикаторы. Эти индикаторы представляют значения измеряемой величины символами, которые можно воспроизвести матричным и фигурным способами.

Для отображения как аналоговой, так и знаковой информации с помощью ЭЛТ, для общения оператора с системой широко используются так называемые экранные пульта – дисплеи. Экранные пульта содержат ЭЛТ, устройства памя-

ти, генераторы изображения, клавиатуру для ввода информации и управления работой пульта, включающую также устройство для изменения положения метки – указателя на экране, светового, ультразвукового или электронного пера П (рисунок 63).



Рисунок 63 – Структурная схема электронного пера

3.4.3 Устройства записи и хранения информации

Регистрирующие устройства, выполняющие функции записи и хранения информации, предназначены для документирования результатов эксперимента или контроля за работой системы. Их можно разделить на следующие группы: самописцы, осциллографы с регистрацией на фоточувствительную пленку, графопостроители, цифропечатающие устройства, электромагнитная регистрация с использованием магнитной ленты (МЛ) или дисков (магнитных) – МД.

3.5 Структуры и стандартные интерфейсы ИИС

3.5.1 Основные разновидности структур ИИС

Все реальные ИИС могут быть представлены в виде связанных между собой функциональных блоков (ФБ). Под ФБ подразумеваются структурные единицы, выпускающиеся в составе ограниченных комплексов государственной системы приборов (ГСП). В номенклатуру комплексов в качестве таких единиц входят как однофункциональные (АЦП, ЦАП, унифицирующие преобразователи и т.д.), так и многофункциональные преобразователи и комплексы, включая и измерительно-вычислительные комплексы (ИВК). Под ФБ будем подразумевать части системы, выполняющие информационные и управляющие функции и нуждающиеся в организации совместной и согласованной работе. При этом подразумевается, что ФБ выполняет свои функции в законченном виде и для организации взаимодействия с другими блоками не требуется знания их внутренних структур и особенностей функционирования [3, 9, 10, 18].

Структура любой ИИС может быть представлена совокупностью ФБ и технических средств информационных, а также служебных связей между этими блоками. Объединение ФБ в одноступенчатой структуре может быть выполнено в следующих вариантах (рисунок 64):

- цепочечная структура, в которой управление работой последующего ФБ производится после окончания преобразования в предыдущем ФБ (рисунок 64, а);

- цепочечная схема управления с интерфейсными устройствами (ИФУ_n) и шины управления (ШУ). При жестком соединении блоков схема управления может отсутствовать (рисунок 64, а);
- радиальная структура (рисунок 64, б), в которой управление работой ФБ ведется централизованно от устройства управления (УУ);
- магистральная структура с централизованным управлением (рисунок 64, в, д);
- магистральная структура с децентрализованным управлением (рисунок 64, г);
- радиально-магистральная с централизованным управлением (рисунок 64, е).

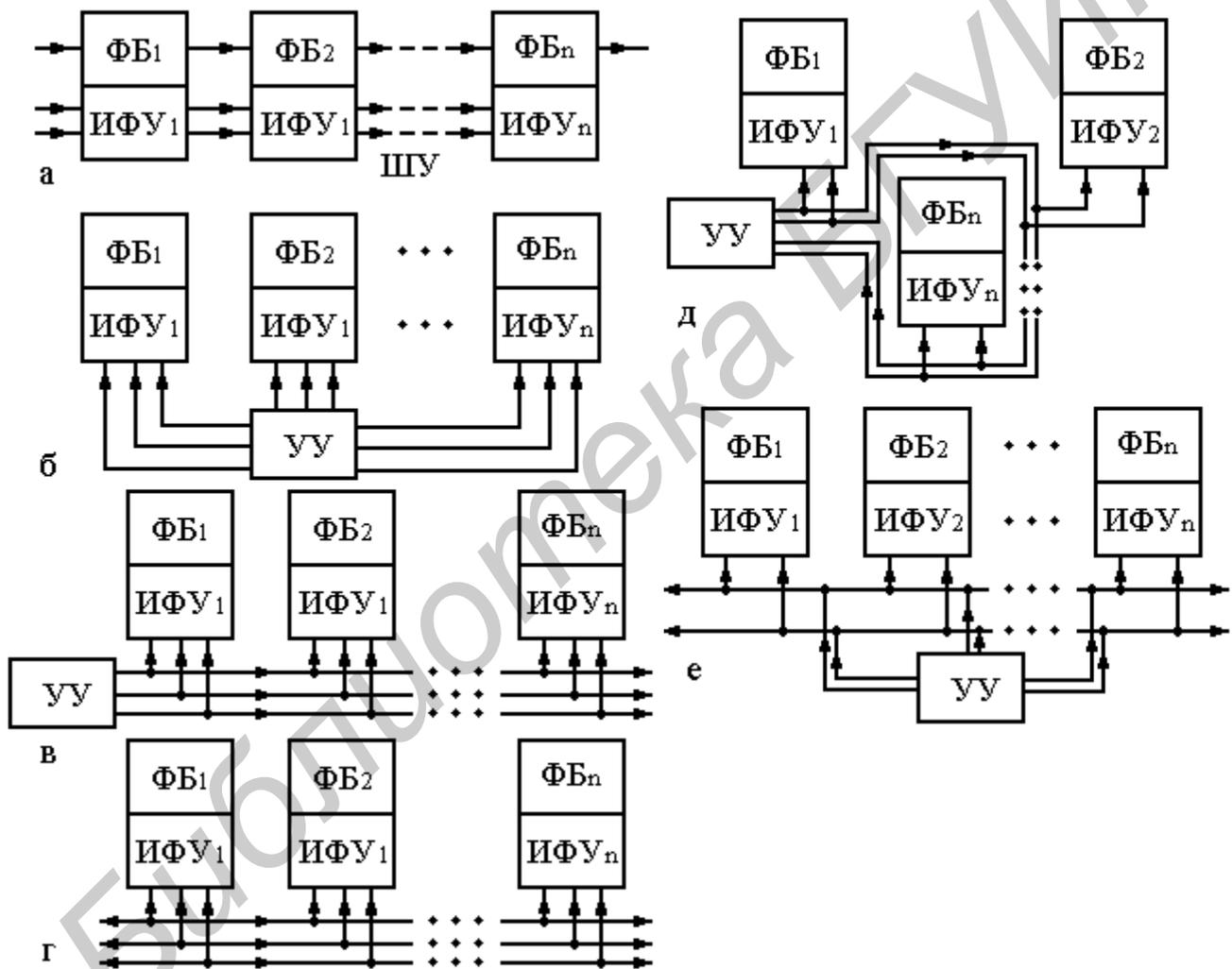


Рисунок 64 – Структуры построения ИИС

При большом количестве ФБ целесообразно организовать объединенную работу нескольких одноступенчатых подсистем (рисунок 65). Подсистемы могут быть реализованы и объединены по любой из выше рассмотренных схем организации структур и управляться ЭВМ (микропроцессором) второго уровня,

образуя двухступенчатую структуру. При этом ЭВМ второй ступени осуществляет не только управление, но обработку и выдачу информации.

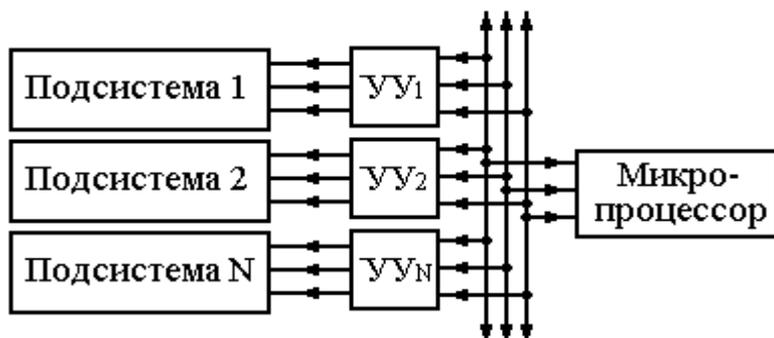


Рисунок 65 – Структурная схема организации одноступенчатых систем

3.5.2 Основные характеристики интерфейсов

Для работы ИИС необходимо организовать взаимодействие между всеми ФБ. В ИИС, имеющих жесткую, не изменяющуюся структуру с постоянным составом ФБ, как правило, совместная работа ФБ обеспечивается индивидуальным сопряжением блоков друг с другом. Когда же необходимо в процессе эксплуатации изменять структуру или алгоритмы действия системы, унифицировать управление ФБ и обмен информацией между ними, то во многих случаях целесообразно использование так называемых стандартных интерфейсов (ИФ). Кроме того, такая унификация сопряжения и управления ФБ позволяет существенно уменьшить трудоемкость проектирования, затраты на эксплуатацию, облегчить кооперацию работы многих изготовителей ФБ систем. Любая ИИС представляет объединение аналоговых, цифровых и аналого-цифровых ФБ. Следовательно, для ИИС необходимы ИФ, обеспечивающие совместное действие всех названных ФБ. Объединение ФБ в единую систему происходит посредством унифицированной системы сопряжения, называемой **интерфейсом** (interface – сопрягать, согласовывать).

Интерфейс должен обеспечивать:

- простое и быстрое соединение данного устройства с любым другим, имеющим такой же интерфейс;
- совместную работу устройств без ухудшения их технических характеристик;
- высокую надежность.

Под **стандартным интерфейсом** понимается совокупность унифицированных аппаратных, программных и конструктивных средств, необходимых для реализации взаимодействия различных функциональных компонентов в системах при условиях, предписанных стандартом и направленных на обеспечение информационной, электрической и конструктивной совместимости компонентов.

Роль и эффективность стандартных интерфейсов непрерывно возрастает по мере расширения производства микропроцессоров (МП), микропроцессорных комплексов (МПК) и модульной аппаратуры на их основе.

Основными элементами интерфейса являются:

- совокупность правил обмена информацией;
- аппаратная часть интерфейса (физическая реализация);
- программное обеспечение интерфейса.

1 Совокупность правил обмена информацией предопределяет структуру соединения функциональных компонентов системы и устанавливает: формат сообщения и единицу обмена; набор сигналов обмена данными; алгоритм обмена данными; способ кодирования сигналов.

Формат сообщения определяет состав, назначение, размеры и взаимное расположение отдельных элементов сообщения. В качестве единицы обмена обычно используют слово (информационное, адресное, и т.д.) или его часть (бит, байт).

Набор сигналов обмена и взаимодействия состоит из перечня сигналов информационного и управляющего потоков, сигналов сопровождения и вспомогательных сигналов.

Алгоритм обмена данными устанавливает последовательность процесса обмена, набор функций интерфейса, реализующих операции взаимодействия (например, установление связи, передача данных, окончание связи и т.д.), логические и временные условия обмена данными, режим обмена, способ формирования и идентификации запроса на обслуживание, способ обмена сообщениями.

Способ кодирования сигналов устанавливается в стандартах или технических условиях на интерфейсы конкретного типа.

2 Аппаратная часть интерфейса образуется из узлов интерфейса или из конструктивно обособленных блоков интерфейса, а также из соединительных элементов согласования и линий связи, предназначенных для выполнения одной из операций в процессе передачи информации. Аппаратная часть интерфейса должна соответствовать определенным электрическим, конструктивным и эксплуатационным требованиям (устойчивость к внешним воздействующим факторам, надежность и т.д.).

Так, **электрическая совместимость** обеспечивает:

- согласование уровней сигналов и их динамических характеристик (длительности, фронтов и срезов импульсов);
- соответствие между логическими и электрическими состояниями на линиях связи;
- нагрузочную способность, определяющую число блоков, одновременно подключаемых к линии связи;
- правила экранировки и заземления.

Конструктивная совместимость обеспечивает согласованность габаритных, соединительных и установочных узлов и т.д.

3 Программное обеспечение интерфейса состоит из программ, осуществляющих функционирование интерфейса и реализующих алгоритмы обмена информацией.

Все многообразие используемых в настоящее время интерфейсов в зависимости от типов взаимодействующих устройств можно разделить на четыре группы:

- интерфейсы типа прибор – прибор;
- интерфейсы типа микроЭВМ – периферийное устройство (ПУ);
- интерфейсы типа микроЭВМ – микроЭВМ;
- сетевые интерфейсы.

Интерфейсы типа прибор – прибор обеспечивают соединения и совместную работу в автономном режиме двух или нескольких функциональных устройств (приборов, модулей), решающих обычно ограниченный круг задач.

Интерфейсы типа микроЭВМ – периферийное устройство применяются при построении однопроцессорных систем.

Интерфейсы типа микроЭВМ – микроЭВМ обеспечивают обмен информацией между двумя или несколькими микроЭВМ и в зависимости от типов используемых микроЭВМ позволяют создавать многопроцессорные системы.

Интерфейсы локальных вычислительных сетей обеспечивают соединение от десятков до нескольких сотен узлов. Локальные вычислительные сети представляют собой системы распределенной обработки данных, имеющие общий канал, через который производится передача сообщений.

3.5.3 Разновидности уровней построения интерфейсов

В зависимости от структур систем (сосредоточенные, локальные, распределенные) можно условно выделить пять уровней [10] применения интерфейсов (рисунок 66).

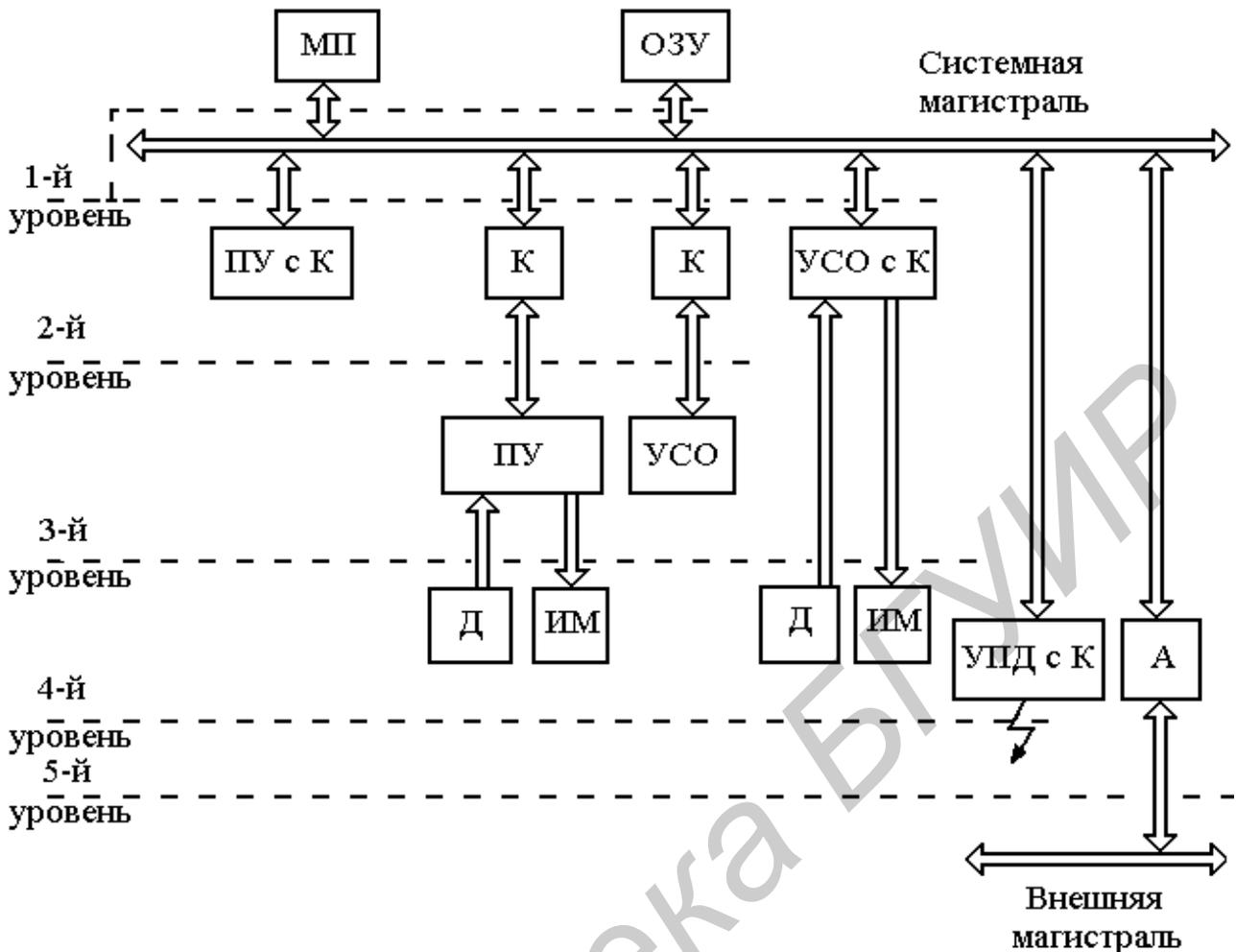


Рисунок 66 – Уровни построения интерфейсов

На рисунке 66 обозначено: МП – микропроцессор; ОЗУ – оперативное ЗУ; ПУ – периферийное устройство; УСО – устройства связи с объектами; Д – датчики; ИМ – исполнительные механизмы; УПД – устройства передачи данных; ИО – исполнительные органы; К – контроллеры; А – адаптер.

1-й уровень – системный интерфейс, который сопрягается с системной магистралью при помощи контроллеров (К).

2-й уровень – малые интерфейсы периферийных устройств (ПУ) и устройств связи с объектами (УСО);

3-й уровень – интерфейсы датчиков (Д) и исполнительных механизмов (ИМ);

4-й уровень – интерфейсы устройств передачи данных (УПД);

5-й уровень – внешние относительно системы интерфейсы, связь с внешней магистралью осуществляется с помощью специального адаптера интерфейсов (А).

Системный интерфейс обеспечивает обмен информацией между всеми (или основными) модулями микропроцессорной системы и является обычно магистральным интерфейсом [10,19-20]. Выбор этого интерфейса определяется архитектурой микропроцессора. Например, И-41 (ГОСТ 25969-82) для МПК серии КР 580, КР 810; модульный параллельный интерфейс МПИ (ГОСТ 26765.51-86) для МПК серий К 1801/1809, К 1811, К 581, К 588 и др.

Из зарубежных системных интерфейсов в настоящее время широко применяются устройства сбора данных и управления серий АДАМ-3000... АДАМ-5000, совместимые с ПК на базе процессоров Intel Pentium 3 – 4.

Малые интерфейсы, периферийные устройства (ПУ) и устройства связи с объектами (УСО) используются в тех случаях, когда последние не имеют встроенного системного интерфейса и не могут подключаться непосредственно к системной магистрали. Наибольшее распространение здесь получили интерфейсы для радиального подключения устройств (см. рисунок 64, б) с последовательной передачей информации (ИРПосл) и интерфейсы для подключения устройств с параллельной передачей информации (ИРПар). При помощи этих интерфейсов подключаются практически все периферийные устройства (дисплеи, печатающие устройства, клавиатуры, пульта, графопостроители и т.д.), за исключением внешних запоминающих устройств, требующих более высокие требования к пропускной способности интерфейса. В качестве интерфейса УСО могут быть использованы магистраль КАМАК или специальные интерфейсные платы – контроллеры, обеспечивающие подключение УСО к системному интерфейсу. Сопряжение малого интерфейса с системной магистралью осуществляется при помощи контроллера К (см. рисунок 66).

Интерфейсы датчиков (Д) и исполнительных механизмов (ИМ) относятся к 3-му уровню интерфейсов магистрально-модульных систем. На них отсутствует жесткая унификация, что привело к их большой номенклатуре.

Интерфейсные устройства передачи данных (УПД) относятся к 4-му уровню и представляют собой интерфейсы телеграфных, телефонных, высокочастотных, оптоволоконных и других каналов для передачи данных на большие расстояния. К ним относятся интерфейсы типа С1, С2, Х21, Х25 и др. Сюда же можно отнести интерфейсы распределенных систем управления общего и специального назначения типа КАМАК МЭК-640, МЭК 626-1 и др. Из зарубежных к таким относятся интерфейсы RS-232, 422, 485, ВОЛС: ST (волоконно-оптическая линия связи).

Внешние относительно микропроцессорной системы интерфейсы образуют 5-й уровень системы интерфейсов магистрально-модульных систем. Они осуществляют связь, например, старшей ЭВМ в многомашинной системе и т.д.). В этом случае соединение внешнего интерфейса с системой осуществляется при помощи специального адаптера интерфейсов А (см. рисунок 66).

Обмен информацией в интерфейсах может производиться с использованием синхронного (обмен со стробированием) и асинхронного (обмен с квитированием) принципов обмена. В первом случае устройство – источник (контроллер) определяет темп как выдачи, так и приема информации и синхронизирует все процессы, связанные с трансляцией данных.

Асинхронный принцип передачи в интерфейсах, как правило, основан на режиме запроса – ответа. В этом случае источник (контроллер) по одной из линий интерфейса вырабатывает сигнал о выдаче данных на шину данных и направляет его в приемник. Приемник фиксирует поступление сигнала готовности источника, принимает данные и извещает об этом источник сигналом, по-

являющимся на другой линии (сброс готовности приемника). Источник, приняв ответ, снимает передаваемые данные. Таким образом, интервал времени, в течение которого источник выводит данные на шину интерфейса, является переменным и зависит от характеристик как самого источника, так и приемника сигналов, а также характеристик линий связи.

Хотя при синхронной передаче данных по сравнению с асинхронной более эффективно используется канал связи и достигается лучшая помехозащищенность передаваемых данных, в интерфейсах автоматизированных систем научных исследований применяют, как правило, асинхронный способ передачи. Это обусловлено возможностью передавать в асинхронном режиме данные со скоростью, соответствующей быстродействию того устройства, с которым в данный момент времени происходит обмен информацией, т.к. осуществляется автоматическая подстройка скорости передачи данных.

3.5.4 Структуры интерфейсов

Для создания территориально распределенных систем сбора данных и управления в настоящее время широко применяются изделия серии АДАМ-5000, состоящие из базового блока и модулей ввода – вывода [19,20]. В базовый блок может быть установлено до 8 модулей ввода – вывода, что дает до 128 каналов ввода – вывода. Базовый блок содержит модуль процессора, модуль преобразователя постоянного напряжения; 4- или 8-позиционную объединительную плату и порты последовательной связи (рисунок 67).

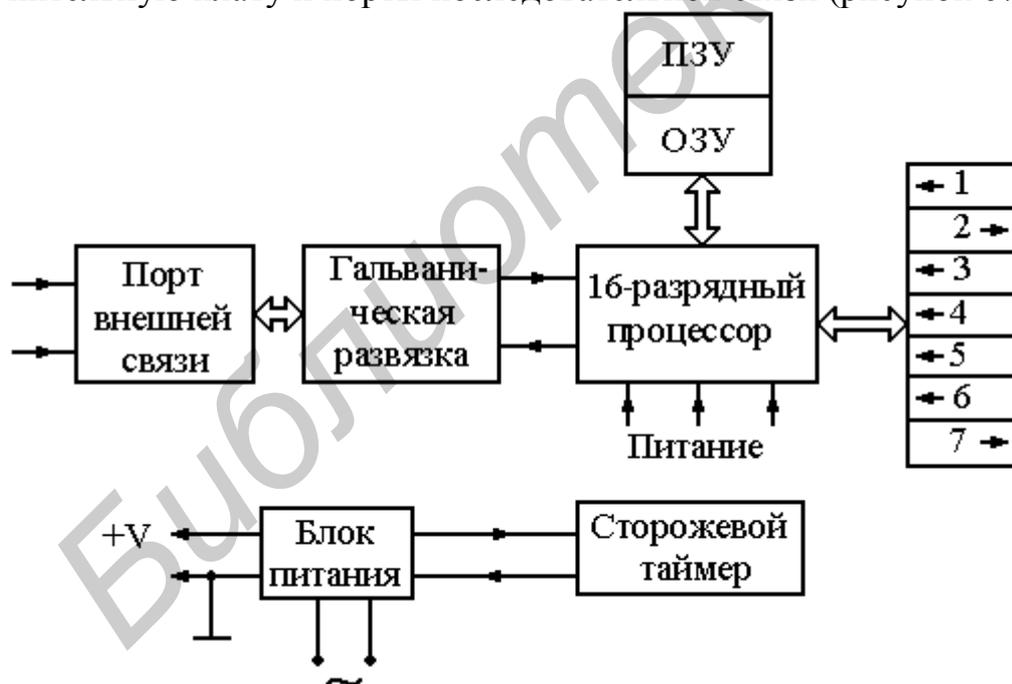


Рисунок 67 – Структурная схема модуля АДАМ-5000

На рисунке 67 обозначено:

1 – ввод, предварительная обработка и преобразование аналоговых и дискретных сигналов;

2 – вывод аналоговых и дискретных сигналов;

3 – прием и дешифрация команд от центрального управляющего компьютера по последовательному каналу связи;

4 – управление модулями ввода – вывода;

5 – сравнение величин аналоговых сигналов с предварительно заданными значениями (уставками);

6 – автоматическая проверка работоспособности;

7 – формирование и передача данных по последовательному каналу связи.

Сторожевой таймер предназначен для автоматического сброса процессора в случае непредвиденной остановки исполнения встроеного программного обеспечения.

Системные параметры устройства АДАМ-5000 могут быть изменены программным способом, что позволяет настраивать диапазон входных аналоговых сигналов и их размерность, а также параметры обмена по последовательному каналу связи. Кроме того, имеется возможность настройки аварийных уставок и калибровочных параметров шкалы измерительных каналов. Подобная возможность позволяет устранять необходимость аппаратного регулирования множества каналов аналогового ввода. Системные параметры устройства сохраняются в энергонезависимом ПЗУ с электрическим стиранием/записью, что обеспечивает их целостность при отключении и сбоях питания. Контроллеры устройства поддерживают функцию удаленной загрузки программ и удаленного контроля параметров. Блок процессора содержит 16-разрядный микропроцессор, который дает возможность обмена данными по последовательному каналу со скоростью до 115 200 бит/с. Каждый модуль аналогового ввода – вывода может быть сконфигурирован для работы с различными типами и диапазонами сигналов с помощью единой сервисной программы. Кроме того, в таком устройстве предусмотрена возможность настройки каналов дискретного вывода в качестве выходов управления по достижении значениями измерительных параметров предварительно заданных величин. Каждому каналу модулей аналогового ввода могут быть программно поставлены в соответствие верхняя и нижняя уставки. После каждого очередного аналого-цифрового преобразования измеренное значение сравнивается с верхней и нижней уставками. Изменение логического состояния назначенного канала дискретного вывода производится в зависимости от результата сравнения, т.е. в таких системах имеется возможность локального двухпозиционного управления, выполняемого независимо от центрального компьютера.

В измерительно-вычислительных системах (ИВС) часто требуется подключение значительного числа измерительных и регистрирующих устройств. В таких случаях подключаемые устройства обычно объединяются в некоторую подсистему, которая воспринимается магистралью как одно многофункциональное устройство ввода – вывода. Для объединения устройств в подсистему используются как стандартные, так и нестандартные решения. Наибольшее распространение получили интерфейсы на основе КАМАК и МЭК 625-1. Для небольших ИВС, не предъявляющих повышенных требований по быстродействию, стандарты системы КАМАК являются избыточными и дешевле исполь-

зовать интерфейсы со стандартом МЭК 625-1. Из зарубежных – интерфейсы серии АДАМ-4000. Интерфейс МЭК 625-1 обеспечивает взаимную информационную связь цифровых измерительных приборов и преобразователей информации, устройств программного управления, различных генераторов, ЗУ, дисплеев, устройств ввода и вывода информации, микропроцессорные системы различной сложности. В стандарте на этот интерфейс учтены важнейшие требования к его применению:

- сокращение стоимости за счет оптимизации числа сигнальных шин, длин кабелей и состава логических схем;
- простота структуры сигнальных шин и протокола связи;
- возможность связи между устройствами с различным быстродействием;
- одновременный прием данных группой устройств;
- обмен информацией между приборами без участия контроллера и т.д.

Исходный вариант стандарта разработан фирмой Hewlett Packard, одобрен МЭК и советом IEEE, а в 1980 г. выпущен ГОСТ 26.003 – 80.

В данном стандарте отсутствуют ограничения на приборные конструктивы и предусмотрены подключения практически любых выпускаемых промышленностью приборов. Стандарт устанавливает основные требования к обмену цифровой информацией.

Соединение устройств осуществляется через многопроводный магистральный канал общего пользователя – КОП.

КОП содержит три шины (рисунок 68).

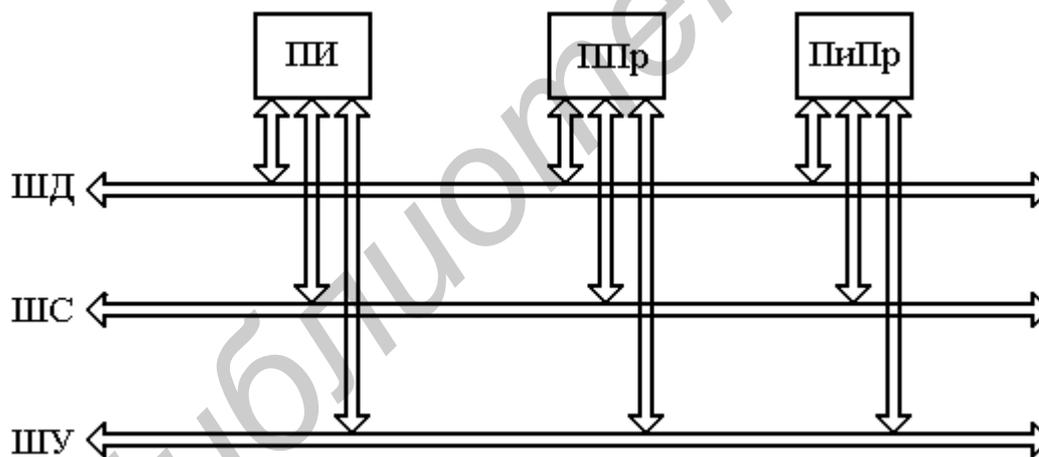


Рисунок 68 – Структура канала общего пользователя

ШД – шина данных, предназначенная для передачи – приема адресных, программных, управляющих и информативных данных (ЛД0 – ЛД7);

ШС – шина синхронизации, предназначенная для управления передачей информации (адреса, команды, результата измерений и др.) по линиям данных (ЛД). Шина синхронизации имеет три линии сигналов: СД – сопровождение данных; ГП – готов к приему; ДП – данные приняты;

ШУ – шина общего управления, предназначенная для передачи управляющих сигналов между контроллером и всеми другими устройствами, соеди-

ненными с КОП. ШУ имеет пять линий сигналов: ОИ – очистить интерфейс; УП – управление; ЗО – запрос на обслуживание; ДУ – дистанционное управление; КП – конец передачи.

Приборы подключаются к магистрали параллельно, как показано на рисунке 68, где ПИ – приборы-источники; ППр – приборы-приемники; ПиПр – приборы приемники и источники и т.д.

Число приборов, объединяемых единым соединяющим кабелем, ограничено 15; максимальная длина кабеля 20 м и зависит от электрических характеристик системы передачи и приема данных. При ограниченном составе системы скорость передачи данных до 1 Мбайт/с.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 ГОСТ Р 8.596-2002. Системы измерительные. Метрологическое обеспечение. Основные положения. – М.: Изд-во стандартов, 2002.
- 2 Новопащенко Г.Н. Информационно-измерительные системы: Учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 1977.
- 3 Цапенко М.Н. Измерительные информационные системы: Учеб. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
- 4 Григоренко А.Н. Некоторые вопросы теории технической информации. – М.: 1998.
- 5 Новоселов О.Н., Фомин А.Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем. – М.: Машиностроение, 1991.
- 6 Краус М., Воши Э. Измерительные информационные системы / Пер. с нем.; Под ред. Я.В. Малкова. – М.: Мир, 1975.
- 7 Ильин В.А. Телеуправление и телеизмерение. Учеб. пособие. – М.: Энергия, 1982.
- 8 Ильин В.А. Информационно-измерительные системы: Учеб. пособие. – М., 1981.
- 9 Баев Б.П. Микропроцессорные системы бытовой техники. – М.: Легкая промышленность и бытовое обслуживание, 2001.
- 10 Микропроцессорные системы и микроЭВМ в измерительной технике: Учеб. пособие / А.Г. Филиппов, А.М. Аужбикович, В.Н. Немчинов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1995.
- 11 Шенброт И.М., Гинзбург М.Я. Расчет точности систем централизованного контроля. – М.: Энергия, 1970.
- 12 Розенблат В. Я. Введение в теорию точности измерительных систем. – М.: Сов. радио, 1975.
- 13 Рыбаков И.Н. Основы точности и метрологического обеспечения радиоэлектронных измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1990.
- 14 Михайлов Е.В. Помехозащищенность информационно-измерительных систем. – М.: Энергия, 1975.
- 15 Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / Пер. с англ.; Под ред. У. Томпкина, Дж. Уэбстера. – М.: Мир, 1991.
- 16 Вострокнутов Н.Г. Информационно-измерительная техника. – М.: Высш. шк., 1977.
- 17 Универсальные электронные преобразователи информации / Смоллов В.Б., Чернявский Е.А., Полянская Т.И., Курдинов Б.А. – Л.: Машиностроение, 1971.
- 18 Певчев Ю.Ф., Финогенов К.Г. Автоматизация физического эксперимента: Учеб. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
- 19 Все необходимое для автоматизации. (ProSoft. Передовые технологии автоматизации). Русское издание, 2001.
- 20 Краткий каталог продукции. (ProSoft. Передовые технологии автоматизации), 2001.
- 21 Раннев Г.Г. Методы и средства измерений: Учебник для вузов / Г.Г. Раннев, А.П. Тарасенко. 2-е изд., стереотип. – М.: Изд. центр «Академия», 2004.
- 22 Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи: Учебник / В.И. Кириллов. 2-е изд. – М.: Новое знание, 2003.

Учебное издание

Басов Владимир Георгиевич

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Учебно-методическое пособие
для студентов специальности
«Метрологическое обеспечение информационных
систем и сетей»

В 3-х частях

Часть 1

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

Редактор Е.Н. Батурчик
Корректор Н.В. Гриневич

Подписано в печать 31.03.2006

Формат 60x84 1/16.

Бумага офсетная.

Гарнитура «Таймс»

Печать ризографическая.

Усл. печ. л. 5,46.

Уч.-изд. л. 5,0.

Тираж 100 экз.

Заказ 672.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ № 02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП № 02330/0131518 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровка, 6