

В. Г. Абакумов

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРОМЫШЛЕННЫЕ УСТРОЙСТВА

*Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов специальности
«Промышленная электроника»*

КИЕВ
ГОЛОВНОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ИЗДАТЕЛЬСКОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ «ВИЩА ШКОЛА»
1978

6Ф0.39
А13

УДК 681.32 + 681.33 (07)

Электронные промышленные устройства. Абакумов В. Г.
Киев, издательское объединение «Вища школа», 1978, 376 с.

В пособии рассмотрены вопросы дискретизации информационных сигналов, информационные характеристики и принципы построения аналоговых и цифровых устройств отбора, преобразования, передачи, регистрации и отображения информации.

Пособие предназначено для студентов высших учебных заведений по специальности «Промышленная электроника».
Табл. 33. Ил. 197. Список лит.: 58 назв.

Редакция литературы по кибернетике, электронике
и энергетике
Зав. редакцией А. В. Дьячков

А $\frac{30502 - 042}{М 211 (04) - 78}$ 67—78

© Издательское объединение «Вища школа», 1978

ПРЕДИСЛОВИЕ

Успешному выполнению задач, поставленных XXV съездом КПСС, способствует широкое использование в различных отраслях народного хозяйства средств электронной техники, являющимися наряду с другими техническими достижениями «своеобразным катализатором, который ускоряет перевод всей экономики на новейшую техническую и технологическую базу»¹.

В настоящее время эффективное руководство производством, управление технологическими процессами или отдельными агрегатами практически невозможно без использования электронных устройств, осуществляющих сбор информации о процессах и объектах, преобразование и обработку полученной информации с последующим ее представлением руководителю производства или выработкой сигналов управления автоматизированными объектами.

Разнообразие задач, решаемых электронными устройствами, широкий диапазон условий их работы, многообразие схемных и конструктивных решений и применяемой элементной базы затрудняют создание компактной классификации электронных промышленных устройств и выбор классификационных признаков.

В данном пособии в основу классификации положены преобразования информации, осуществляемые электронными устройствами.

В книге изложены основные понятия теории информации. Устройства промышленной электроники в соответствии с характером протекающих в них информационных процессов разбиты на классы. Рассмотрены принципы построения различных классов устройств, используемые технические решения, элементы и функциональные узлы. Такой подход позволяет в сжатой форме изложить основные принципы построения и организации электронных устройств и комплексов электронной аппаратуры, предназначенных для решения широкого круга задач.

Пособие соответствует основным разделам курса «Электронные промышленные устройства» и предназначено для студентов специальности «Промышленная электроника». Оно также может быть полезным для студентов других специальностей, например, АСУ, и для инженеров, занимающихся разработкой электронной аппаратуры.

Автор выражает благодарность коллективам кафедр «Промышленная электроника» Московского энергетического института и «Автоматизированные системы управления» Харьковского института радиоэлектроники, а также докт. техн. наук, проф. В. В. Свиридову и канд. техн. наук, доц. С. Г. Обухову за замечания, сделанные при рецензировании рукописи.

Отзывы и замечания просим направлять по адресу: 252054, Киев-54, ул. Гоголевская, 7, Головное издательство издательского объединения «Вища школа».

¹ Материалы XXV съезда КПСС. М., Госполитиздат, 1976.

ВВЕДЕНИЕ

При организации комплексов электронных устройств важную роль играет информация, представляемая в материально-энергетической форме в виде электрических сигналов. Под информацией обычно понимают существенные и представительные характеристики объектов, процессов. С получением (отбором), передачей и обработкой информации связаны действия всех электронных устройств. Все материальные процессы имеют свою информационную сторону, т. е. отображаются в виде количественных данных, показателей. В процессе работы электронных устройств осуществляется преобразование информации.

С точки зрения логики функционирования электронных устройств и систем можно выделить следующие информационные процессы: получение (отбор), передача, обработка, представление информации, выработка управляющих воздействий.

Получение информации связано с восприятием и оценкой объекта или процесса. При этом необходимо отделить полезную информацию от шумов, что в некоторых случаях связано со значительными трудностями. Результатом восприятия является сигнал в форме, удобной для передачи или обработки.

Передача информации состоит в переносе ее на расстояние посредством сигналов различной физической природы по механическим, оптическим, акустическим, электромагнитным и другим каналам связи. Для передачи чаще всего используются электрические и электромагнитные каналы связи с хорошо разработанной техникой передачи сигналов на расстояние.

Обработка информации заключается в машинном решении задач, связанных с преобразованием информации, независимо от их функционального назначения. Обработка производится при помощи устройств или машин, осуществляющих аналоговые или цифровые преобразования поступающих величин и функций. Промежуточным этапом обработки является хранение информации в запоминающих устройствах.

Представление информации требуется в тех случаях, когда в процессе управления принимает участие человек. Оно заключается в демонстрации изображений, содержащих качественные и количественные характеристики информации, циркулирующей в системе. Для этого используются различные устройства отображения информации и регистрирующие устройства, например, цифро-буквенные индикаторы, электронно-лучевые трубки, мнемосхемы и табло, графические регистрирующие устройства с видимой записью и т. п.

Управляющее воздействие состоит в том, что несущий информацию сигнал осуществляет регулирование или управление, вызывая изме-

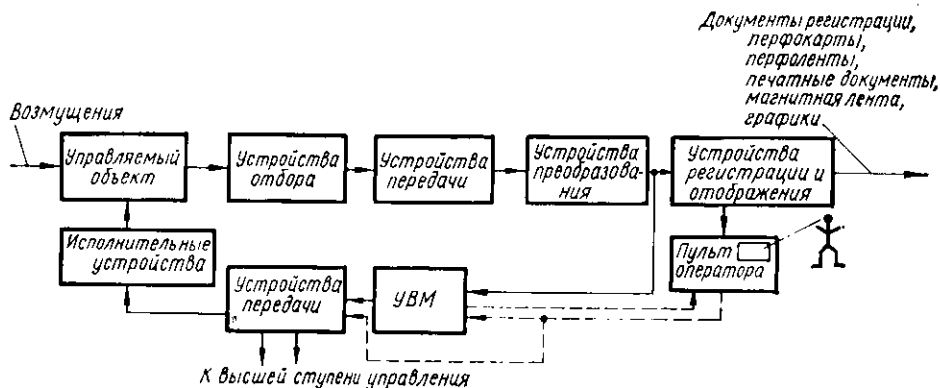


Рис. 1. Структурная схема комплекса устройств управления автоматизированным объектом.

нения в объекте управления. Обычно воздействие осуществляется с помощью исполнительных устройств, расположенных на объекте.

Отмеченные информационные процессы могут быть рассмотрены на примере комплекса технических устройств, предназначенных для решения задачи управления автоматизированным объектом. Прохождение информации и основные этапы ее преобразования представлены на рис. 1. Технические устройства, входящие в систему, разделены по функциональному признаку. Устройства преобразования информации обеспечивают приведение сообщений, поступающих от объекта, к виду, удобному для дальнейшей обработки, представления оператору (при наличии человека в контуре управления) или регистрации. Прохождение команд оператора показано штриховой линией.

Таким образом, в рассматриваемом комплексе технических средств в соответствии с характером информационных процессов можно выделить устройства: отбора, передачи, преобразования, регистрации, отображения информации, а также исполнительные устройства.

В зависимости от назначения и сложности комплекса соотношение отдельных технических средств будет различным, однако всегда можно выделить некоторую часть аппаратуры, выполняющую описанные функции. Поскольку процесс управления неразрывно связан с преобразованиями информации, важными характеристиками технических устройств, определяющими целесообразность включения их в состав комплекса, являются информационные характеристики, например, такие как информационная емкость, пропускная способность, информационная производительность и другие, определяемые с использованием подходов и методов теории информации.

Применение теории информации даст возможность получить численные оценки, характеризующие состояние и поведение систем управления, систем передачи и преобразования информации, систем обработки и отображения информации. И хотя единая информационная теория сложных систем еще находится в стадии разработки, уже сейчас получены важные научные результаты в области создания информационной теории измерений и измерительных устройств [14, 15, 52],

информационной теории систем передачи информации [25, 26], информационной теории систем контроля и управления [13, 53].

Теория информации была создана как наука, предназначенная для решения проблем связи (передачи информации). Основопологающими работами в этой области явились ставшие классическими исследования В. А. Котельникова, К. Шеннона, А. Н. Колмогорова, Н. Винера. Огромное значение в применении методов теории информации к непрерывным сигналам имела теорема В. А. Котельникова [8], согласно которой сигналы с ограниченным спектром полностью определяются совокупностью своих дискретных значений, взятых через определенные равные интервалы времени. Хотя при доказательстве теоремы реальные сигналы были идеализированы, она стимулировала разработку теории дискретизации сигналов, одним из результатов которой явилась обобщенная теорема отсчетов, устанавливающая предельно допустимую величину интервала дискретизации непрерывного процесса, при котором ошибка представления процесса не превышает некоторой заданной величины. Теорема Котельникова при этом непосредственно вытекает из обобщенной теоремы отсчетов.

Задаче достоверного воспроизведения сигналов при передаче посвящены работы К. Шеннона, развившего теорию помехоустойчивого кодирования, В. А. Котельникова, разработавшего основы теории потенциальной помехоустойчивости, А. Н. Колмогорова, разработавшего методы экстраполяции и интерполяции случайных последовательностей. На основе разработанных методов Н. Винером была поставлена и решена задача оптимальной линейной фильтрации. Эти работы имели фундаментальное значение не только для техники связи. На их базе созданы и доведены до состояния, пригодного для инженерных расчетов, методы анализа и синтеза измерительных устройств и информационных измерительных систем, систем сбора и обработки данных, систем управления.

Результаты, полученные В. А. Котельниковым и К. Шенноном, используются для определения предельных возможностей автоматизированных систем управления различного назначения, определяемых пропускными способностями их элементов и функциональных узлов.

Основные идеи теории информации успешно разрабатываются в нашей стране и за рубежом. Различные аспекты информации исследованы отечественными учеными А. А. Харкевичем, Р. Л. Стратоновичем, Ф. Е. Тсмирниковым; сводное изложение и развитие идей В. А. Котельникова и К. Шеннона дано в работах Дж. Возенкрафта и И. Джекобса. Основы информационной теории систем различного назначения развиты в работах Б. Н. Петрова, П. А. Новицкого, М. П. Цапенко, Г. И. Кавалерова и С. М. Мандельштама, В. В. Петрова и других отечественных ученых.

Интенсивное развитие исследований в области теории информации и ее приложений свидетельствует о том, что информационные методы в ближайшем будущем найдут широкое применение при проектировании сложных автоматизированных систем, разработке человеко-машинных комплексов, исследовании биологических и общественных систем.

Глава I

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

1. ПОНЯТИЕ ИНФОРМАЦИИ. ФОРМЫ ИНФОРМАЦИИ

Информация возникает в тех случаях, когда устанавливаются некоторые общие свойства предметов или явлений, появляются новые знания. Передачей и переработкой информации человечество занимается с древних времен. Рисунки древних людей, попытки создания языка и письменности, расшифровка следов, звуковая и световая сигнализация — это примеры операций по хранению, передаче и обработке информации. Однако предметом изучения информация стала сравнительно недавно и в настоящее время существует ряд определений понятия информации.

Комитетом научно-технической терминологии Академии наук СССР рекомендованы следующие определения: *информация* — это сведения, являющиеся объектом хранения, передачи и преобразования. *Сообщение* — это форма представления информации.

Норберт Винер отмечал, что «Информация — это информация, а не материя и не энергия». Правильное по сути утверждение Н. Винера породило идеалистическое утверждение об отсутствии какой-либо связи между материей и информацией.

Связь между ними может быть установлена на основании гипотезы В. И. Ленина, согласно которой всей материи свойственна способность отражения, близкая по своей сути с ощущением. При взаимодействии материальных объектов в каждом из них возникают изменения, отображающие свойства других. Глубина изменений зависит от свойств взаимодействующих объектов, способности одного объекта к отражению свойств другого. Наблюдая изменения, возникшие в одном объекте, можно с большей или меньшей степенью достоверности судить о свойствах других объектов. Это значит, что один объект несет некоторую информацию о других. Во всех материальных системах получение информации об объектах, процессах и т. п. связано с взаимодействием с ними, с отражением свойств процессов и материальных объектов в характеристиках и свойствах органов взаимодействия. Это дает основание характеризовать информацию как смысл, содержание отражения.

Под *информацией* понимают существенные и представительные характеристики процессов и объектов, выделенную сущность явлений материального мира [3]. Понятие информации предполагает абстрагирование от многих свойств реальных событий и объектов, причем границы абстрагирования условны и определяются спецификой решаемых задач.

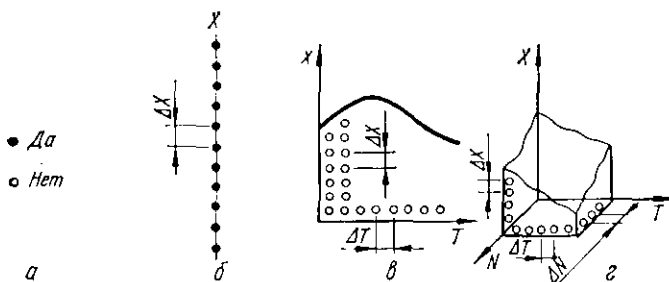


Рис. 2. Формы информации: а — событие; б — величина; в — функция; г — комплекс.

В материально-энергетической форме информация всегда проявляется в виде *сигналов* (рис. 2).

Первичным и неделимым элементом информации следует считать двоичное *событие*, т. е. утверждение или отрицание, наличие или отсутствие. Двоичное событие условно представляется единицей или нулем, импульсом или паузой. Согласно [3], событие не имеет геометрических измерений и представляется точкой.

Множество событий, упорядоченное в одном измерении, называют *величиной*. Приятие величиной одного из значений множества есть событие. Если величина принимает счетное множество значений, то она является дискретной. Если число принимаемых значений бесконечно, то величина является непрерывной. Геометрически величина представляется линией.

Если существует соответствие между величиной и другой величиной, между величиной и пространством или величиной и временем, то говорят о *функции* $X_1(X_2)$, $X(N)$ или $X(T)$. При этом геометрически функция может быть представлена как поле событий. Различают функции с непрерывным и дискретным аргументом.

Комплекс информации $X(T, N)$ представляет собой соответствие между величиной, с одной стороны, и временем и пространством — с другой. Геометрически комплекс информации представляется трехмерным полем событий.

Информация описывается моделями с различной мерностью. Событие представляет собой нуль-мерную информацию, величина — одномерную, функция — двумерную, комплекс — трехмерную. Следуя таким путем далее, можно мыслить четырехмерную, ..., n -мерную информацию. Многомерная информация моделируется многомерным пространством¹.

Источники и формы сообщений и соответствующие им сигналы бывают дискретными и непрерывными.

Дискретными называются сообщения, состоящие из отдельных элементов (символов, букв, импульсов), принимающих конечное число различных значений. Примерами дискретных сообщений являются

¹ Согласно [3], информация бывает: параметрической, топологической и абстрактной. Приведенные формы соответствуют параметрической информации, широко используемой в инженерной практике.

команды в системах управления, выходная информация ЭВМ в виде кодовых групп или массивов чисел, телеграфные сообщения. Такие сообщения состояются из конечного числа элементов, следующих друг за другом в определенной последовательности. Набор элементов, из которых состояются сообщения, обычно называют алфавитом.

Непрерывными называются такие сообщения, которые могут принимать в некоторых пределах любые значения и являются непрерывными функциями времени. Примерами таких сообщений являются телефонные сообщения, телеметрическая информация, функция распределения яркости в телевизионном изображении.

В реальных условиях указанные различия между непрерывными и дискретными сообщениями оказываются не принципиальными и путем дискретизации (во времени) и квантования (по уровню) можно непрерывное сообщение с допустимым приближением заменить дискретным.

2. МЕРА КОЛИЧЕСТВА ИНФОРМАЦИИ

Теория информации изучает основные закономерности получения, передачи, хранения и обработки информации.

В настоящее время в теории информации выделяется три основных направления: структурное, статистическое и семантическое.

Структурное — рассматривает дискретное строение массивов информации и их измерение простым подсчетом информационных элементов или комбинаторным методом, предполагающим простейшее кодирование массивов.

Статистическое направление оперирует понятием энтропии как меры неопределенности, учитывающей вероятность появления тех или иных сообщений.

Семантическое направление учитывает целесообразность, ценность, полезность или существенность информации.

Эти три направления имеют свои определенные области применения. Структурное используется для оценки возможностей технических средств различных систем переработки информации независимо от конкретных условий их применения. Статистические оценки применяются при рассмотрении вопросов передачи информации, определении пропускной способности каналов передачи. Семантические оценки используются при решении задач построения систем передачи информации, разработке кодирующих устройств и при оценке эффективности различных устройств.

Структурные меры информации

Структурные меры учитывают только дискретное строение информации. Элементами информационного комплекса являются кванты — неделимые части информации дискретных моделей реальных информационных комплексов. В структурной теории различают геометрическую, комбинаторную и аддитивную меры.

Определение количества информации геометрическим методом представляет собой измерение длины линии, площади или объема геометрической модели информационного комплекса в количестве дискретных единиц информационных элементов — квантов. Максимально возможное количество квантов в заданных структурных габаритах информационной системы определяет информационную емкость системы. Информационная емкость есть число, указывающее количество квантов в полном массиве информации. Согласно рис. 2, количество информации M в комплексе $X(T, N)$, определенное геометрическим методом, равняется

$$M = m_X m_T m_N, \quad (I-1)$$

где $m_X = \frac{X}{\Delta X}$; $m_T = \frac{T}{\Delta T}$; $m_N = \frac{N}{\Delta N}$.

а ΔX , ΔT и ΔN — интервалы, через которые осуществляются дискретные отсчеты.

К комбинаторной мере целесообразно прибегать, если необходимо оценить возможность передачи данных при помощи различных комбинаций информационных элементов. В комбинаторной мере количество информации вычисляется как количество комбинаций элементов. В отличие от геометрической меры, определение количества информации состоит не в простом подсчете квантов, а в определении возможных или реализованных комбинаций.

Во многих случаях дискретное сообщение можно рассматривать как слово, состоящее из некоторого количества элементов n , заданных алфавитом, состоящим из m элементов — букв. Определим количество различных сообщений, которые можно образовать с помощью данного алфавита. Если сообщение состоит из двух элементов ($n = 2$), то всего может быть образовано m^2 различных сообщений. Например, с помощью десяти цифр (0, 1, ..., 9) может быть образовано 100 различных чисел от 0 до 99. Если количество элементов сообщения равно трем, то количество различных сообщений равно m^3 и т. д. При количестве элементов n число возможных различных сообщений L определится

$$L = m^n. \quad (I-2)$$

Чем больше L , тем больше количество возможных различных сообщений и тем сильнее может отличаться каждое сообщение от остальных. Поэтому величина L может быть принята в качестве меры количества информации. Однако выбор L в качестве меры количества информации связан с неудобствами. Так, при $L = 1$ информация равна нулю, поскольку сообщение, характер которого известен заранее, не дает никаких новых сведений. Выбор L в качестве меры информации неудобен еще и тем, что при сложении количества информации нескольких независимых источников сообщений не выполняется условие линейного сложения количеств информации, т. е. условие аддитивности. Действительно, если первый источник характеризуется L_1 различными сообщениями, а второй — L_2 различными сообщениями, то общее

число различных сообщений для двух источников определится произведением

$$L = L_1 L_2.$$

Для k различных источников общее число возможных различных сообщений равно

$$L = L_1 L_2 \dots L_k. \quad (I-3)$$

Поэтому Хартли ввел логарифмическую меру количества информации, позволяющую оценивать количество информации, содержащейся в сообщении, логарифмом числа возможных сообщений.

$$I = \log L^1. \quad (I-4)$$

Согласно (I — 4), при $L = 1$ $I = 0$, т. е. информация отсутствует. При использовании (I—2) и (I—4) получим

$$I = \log L = n \log m. \quad (I-5)$$

С увеличением числа элементов сообщения пропорционально возрастает количество информации I . Таким образом, логарифмическая мера обладает аддитивностью в отношении количества элементов сообщения. Если общее число источников информации равно k , то количество информации, даваемое всеми источниками,

$$I = \log L = \log L_1 + \log L_2 + \dots + \log L_k, \quad (I-6)$$

т. е.

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_k. \quad (I-7)$$

Таким образом, логарифмическая мера обладает аддитивностью по отношению к количеству элементов сообщения и по отношению к количеству источников сообщений.

Статистические меры информации

«Я получил очень малую информацию, поскольку знал, что он скажет, еще до того, как он заговорил». При вероятностном подходе получение конкретного количества информации рассматривается как результат определенного выбора среди возможных сообщений. Одна из возможных трудностей, связанных с подобным измерением количества информации, состоит в том, что получатель возможной информации может знать заранее или угадать какую-то ее часть. Когда приходит сообщение о часто происходящих событиях, вероятность появления которых p стремится к единице, то такое сообщение мало информативно. Столь же мало информативны в среднем сообщения о событиях, вероятности которых стремятся к нулю, т. е. о почти невозможных событиях, поскольку сообщения о таких событиях поступают чрезвычайно редко.

События можно рассматривать как возможные исходы некоторого опыта. Все исходы составляют ансамбль или полную группу событий.

¹ Здесь и далее, если особо не оговорено, основание логарифма принимается равным 2.

Ансамбль характеризуется тем, что сумма вероятностей всех сообщений в нем равна единице, т. е.

$$p_1 + p_2 + \dots + p_k = \sum_{i=1}^k p_i = 1. \quad (1-8)$$

В качестве событий можно рассматривать дискретные значения измеряемой величины, состояния элементов оборудования, положения регулирующих органов и т. д. Таблица, связывающая события ансамбля и вероятности их появления, называется статистической схемой ансамбля.

Примером может быть статистическая схема источника сообщений, использующего m элементов алфавита:

Элементы алфавита	x_1	x_2	x_3	...	x_l	...	x_m
Вероятности появления элементов	p_1	p_2	p_3	...	p_l	...	p_m

В общем случае вероятности не остаются постоянными, а могут изменяться во времени, в зависимости от условий и т. д. В таком случае статистические характеристики становятся переменными величинами.

Рассмотрим сообщения, составляемые из n элементов, каждый из которых является независимым и выбирается из алфавита, содержащего m букв, с вероятностями выбора элементов $p_1, p_2, \dots, p_l, \dots, p_m$ соответственно. Предположим, что в некоторое сообщение вошло n_1 элементов x_1 алфавита, n_2 элементов x_2 и т. д. Такое сообщение характеризуется таблицей:

Тип элемента	x_1	x_2	x_3	...	x_l	...	x_m
Число элементов	n_1	n_2	n_3	...	n_l	...	n_m
Вероятности выбора элементов	p_1	p_2	p_3	...	p_l	...	p_m

Вероятность того, что в сообщение войдут n_l элементов x_l , равняется $p_l^{n_l}$, а вероятность образования сообщения из $n_1, n_2, \dots, n_l, \dots, n_m$ соответствующих элементов будет равна

$$p = p_1^{n_1} p_2^{n_2} \dots p_l^{n_l} \dots p_m^{n_m}. \quad (1-9)$$

При большой длине n источником будут формироваться типичные сообщения, в которых относительная частота появления отдельных

элементов x_i , т. е. отношение числа данных элементов n_i к общему числу элементов в сообщении $n = \sum_{i=1}^m n_i$ стремится к вероятности появления этих элементов, т. е.

$$\frac{n_i}{n} = \frac{n_i}{\sum_{i=1}^m n_i} = p_i. \quad (I-10)$$

Таким образом, в типичное сообщение достаточно большой длины n , вырабатываемое источником, характеризующимся приведенной статической схемой, будет входить $n_i = p_i n$ элементов вида x_i , а вероятности появления типичных сообщений p будут одинаковы [13] и могут быть найдены с учетом выражений (I—9) и (I—10):

$$p = \prod_{i=1}^m p_i^{n p_i}. \quad (I-11)$$

Поскольку суммарная вероятность всех типичных сообщений стремится к единице при увеличении длины сообщений, число типичных сообщений L можно определить по формуле:

$$L = \frac{1}{p} = \frac{1}{\prod_{i=1}^m p_i^{n p_i}}. \quad (I-12)$$

Хотя число возможных сообщений источника m^n , источник практически всегда будет вырабатывать только L типичных сообщений. Очевидно, при оценке информационных свойств источника следует учитывать именно эту часть возможных сообщений, поскольку вероятность появления остальных сообщений стремится к нулю [13].

Количество информации I , содержащейся в одном сообщении,

$$I = \log L = -\log \prod_{i=1}^m p_i^{n_i} = -\sum_{i=1}^m n_i \log p_i = -n \sum_{i=1}^m p_i \log p_i. \quad (I-13)$$

Количество информации в сообщении зависит не только от количества элементов, но и от его состава, т. е. вероятностей элементов, входящих в сообщение ¹.

Количество информации, приходящееся на один элемент сообщения, называется удельной информативностью, или *энтропией*. Энтропия характеризует источник сообщений с заданным алфавитом и является мерой неопределенности, которая имеется в ансамбле сообщений этого источника. Чем больше энтропия, тем больше информации несет в себе сообщение источника, тем большая неопределенность

¹ Если число элементов в сообщении нельзя считать большим, то величины n_i и p_i определяются для совокупности однотипных сообщений. В этом случае p определяет среднюю вероятность сообщений, а I — среднее количество информации в сообщении. В большинстве случаев используются именно средние величины без специальной оговорки [4].

снимается при получении сообщения. Обычно энтропия обозначается буквой H и определяется выражением:

$$H = \frac{I}{n} = - \sum_{i=1}^m p_i \log p_i = \sum_{i=1}^m p_i \log \frac{1}{p_i}. \quad (I-14)$$

Количество информации и энтропия являются логарифмическими мерами и измеряются в одних и тех же единицах. Основание логарифма определяет единицу измерения количества информации и энтропии. Двоичная единица соответствует основанию логарифма, равному двум, и называется *битом*. 1 бит — это количество информации в сообщении об одном из двух равновероятных исходов некоторого опыта. Используются также натуральные и десятичные логарифмы. В этих случаях количество информации выражается в натуральных и десятичных единицах соответственно. Аналогичными единицами пользуются при оценке количества информации с помощью аддитивной меры Хартли (I-5).

НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА ЭНТРОПИИ

Из выражения (I-13) следует, что количество информации, содержащейся в сообщении, зависит от числа элементов сообщения n , используемого алфавита m и вероятностей выбора элементов p_i . Рассмотрим зависимость количества информации и энтропии от этих величин. Нетрудно видеть, что зависимость I от n является линейной. Величины m и p_i влияют на количество информации и энтропию примерно одинаково, поэтому ограничимся рассмотрением основных свойств энтропии.

1. *Энтропия является величиной вещественной ограниченной и неотрицательной*, т. е. $H > 0$. Это свойство следует из выражения (I-14) с учетом того, что величины p_i являются неотрицательными величинами и заключены в промежутке $0 \leq p_i \leq 1$. Все слагаемые, входящие в сумму (I-14), являются также величинами неотрицательными и изменяются при изменении p_i от нуля до единицы. Используя правила нахождения пределов и максимума функции, убеждаемся, что при $p_i = 0$ и $p_i = 1$ слагаемое $-p_i \log p_i$ равняется нулю и достигает максимального значения, равного $0,531$ при $p_i = \frac{1}{e}$. График зависимости величины одного слагаемого от p_i приведен на рис. 3. Поскольку все слагаемые суммы вещественны, неотрицательны и конечны, то при любом конечном m энтропия также будет вещественной, неотрицательной и конечной величиной.

2. *Энтропия минимальна и равна нулю, если сообщение известно заранее*, т. е. если $p_1 = 1$, а $p_2 = p_3 = \dots = p_{i-1} = p_{i+1} = \dots = p_n = 0$.

3. *Энтропия максимальна, если все состояния элементов сообщений равновероятны*. Данное свойство энтропии легко доказывается с помощью методов вариационного исчисления [4]. Мы воспользуемся конечным результатом, согласно которому $H = H_{\max}$, если

$$p_1 = p_2 = \dots = p_i = \dots = p_m = p = \frac{1}{m}. \quad (I-15)$$

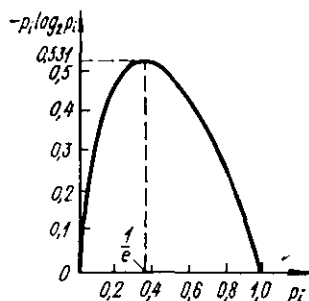


Рис. 3. График функции $-p_i \log_2 p_i$.

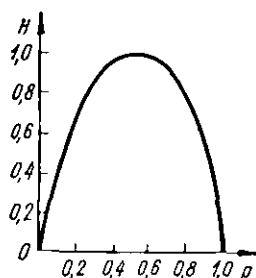


Рис. 4. График функции $H = -p \log_2 p - (1-p) \log_2 (1-p)$.

Величину максимальной энтропии найдем при использовании (I-14) и (I-15)

$$H_{\max} = - \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \log \frac{1}{m} = \log m. \quad (\text{I-16})$$

4. *Энтропия бинарных сообщений может изменяться от нуля до единицы.* Бинарные сообщения характеризуются использованием двоичного алфавита, т. е. $m = 2$. Для таких сообщений

$$H = - \sum_{i=1}^2 p_i \log p_i = -p_1 \log p_1 - p_2 \log p_2. \quad (\text{I-17})$$

Используя условие $\sum_{i=1}^m p_i = 1$ для данного случая и обозначив $p_1 = p$, получим $p_2 = 1 - p_1 = 1 - p$, а энтропия H определится выражением

$$H = -p \log p - (1-p) \log (1-p). \quad (\text{I-18})$$

Зависимость энтропии бинарных сообщений от вероятности выбора одного из элементов приведена на рис. 4. Энтропия достигает максимума, равного единице, при $p_1 = p_2 = 0,5$.

ЭНТРОПИЯ СТАТИСТИЧЕСКИ ЗАВИСИМЫХ СООБЩЕНИЙ

При решении различных задач часто приходится иметь дело с источниками информации, вырабатывающими зависимые сообщения. Представляет интерес оценка количества информации, даваемой совокупностью источников.

Рассмотрим два источника сообщений. Вероятности выбора элементов первого источника соответственно равны $p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_i), \dots, p(x_m)$. Элементы сообщений второго источника $y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_n$ характеризуются вероятностями появления $p(y_1), p(y_2), \dots, p(y_j), \dots, p(y_n)$. Взаимная статистическая связь между сообщениями X и Y характеризуется условными вероятностями $p(y_j/x_i)$, определяющими вероятность появления элементов y_j при условии, что стал известен элемент сообщения x_i .

Полная система условных вероятностей определится следующей матрицей:

X	Y					
	y_1	y_2	:	y_j	:	y_n
x_1	$p(y_1/x_1)$	$p(y_2/x_1)$	.	$p(y_j/x_1)$	.	$p(y_n/x_1)$
x_2	$p(y_1/x_2)$	$p(y_2/x_2)$	.	$p(y_j/x_2)$	.	$p(y_n/x_2)$
.	.	.	.	.	.	.
x_i	$p(y_1/x_i)$	$p(y_2/x_i)$	.	$p(y_j/x_i)$	.	$p(y_n/x_i)$
.	.	.	.	.	.	.
x_m	$p(y_1/x_m)$	$p(y_2/x_m)$	.	$p(y_j/x_m)$	.	$p(y_n/x_m)$

Информативность сообщений Y после того, как стал известен элемент x_i , характеризуется *частной условной энтропией*, определяемой выражением

$$H(Y/x_i) = - \sum_{j=1}^n p(y_j/x_i) \log p(y_j/x_i). \quad (I-19)$$

Проведем усреднение по всем возможным элементам и найдем общую *условную энтропию* сообщений Y относительно сообщений x

$$H(Y/X) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log p(y_j/x_i). \quad (I-20)$$

Используя известные соотношения для вероятности совместного появления двух зависимых событий

$$p(x_i, y_j) = p(x_i) p(y_j/x_i) = p(y_j) p(x_i/y_j), \quad (I-21)$$

получим:

$$H(Y/X) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log p(y_j/x_i). \quad (I-22)$$

Смысл условной энтропии $H(Y/X)$ в том, что она является мерой количества информации в сообщениях Y , когда известно, что передаются сообщения X .

Используя соотношения теории вероятностей, можно показать, что условная энтропия сообщений Y относительно сообщений X при жесткой статистической зависимости (т. е. когда одна из условных вероятностей в строке таблицы условных вероятностей равна единице, а все остальные — нулю) равна нулю, т. е. в сообщениях Y нет никакой новой информации.

При статистической независимости сообщений X и Y условная энтропия $H(Y/X)$ равна безусловной энтропии сообщений $H(Y)$.

Для определения информативности сообщений объединения двух

источников воспользуемся совместными вероятностями $p(x_i, y_j)$, представив схему объединения с помощью следующей матрицы:

Y	X					
	x_1	x_2		x_i		x_m
y_1	$p(x_1, y_1)$	$p(x_2, y_1)$	.	$p(x_i, y_1)$	.	$p(x_m, y_1)$
y_2	$p(x_1, y_2)$	$p(x_2, y_2)$	.	$p(x_i, y_2)$	.	$p(x_m, y_2)$
.	.	.	.	.	.	.
y_j	$p(x_1, y_j)$	$p(x_2, y_j)$	.	$p(x_i, y_j)$	.	$p(x_m, y_j)$
.	.	.	.	.	.	.
y_n	$p(x_1, y_n)$	$p(x_2, y_n)$	.	$p(x_i, y_n)$	.	$p(x_m, y_n)$

Энтропия объединения двух источников определится суммированием слагаемых вида

$$-p(x_i, y_j) \log p(x_i, y_j), \quad (\text{I-23})$$

в результате чего получим выражение:

$$H(X, Y) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log p(x_i, y_j). \quad (\text{I-24})$$

Подставив (I-21) в (I-24), найдем

$$\begin{aligned} H(X, Y) = & - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log p(x_i) - \\ & - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log p(y_j/x_i). \end{aligned} \quad (\text{I-25})$$

Покажем, что первая сумма представляет собой энтропию сообщений X . Действительно

$$- \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log p(x_i) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log p(x_i),$$

и при выполнении суммирования по j с учетом, что

$$\sum_{j=1}^n p(y_j/x_i) = 1,$$

получим результат:

$$- \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log p(x_i) = - \sum_{i=1}^m p(x_i) \log p(x_i) = H(X). \quad (\text{I-26})$$

Второе слагаемое аналогично (I-22) и представляет собой условную энтропию $H(Y/X)$. Следовательно, энтропия объединения равна

сумме двух энтропий: безусловной энтропии сообщений $H(X)$ и условной энтропии $H(Y/X)$:

$$H(X, Y) = H(X) + H(Y/X).$$

Таким образом, условная энтропия характеризует ту добавочную информацию, которую дают сообщения Y при условии, что известна энтропия сообщений X .

Легко показать, что

$$H(X, Y) = H(X) + H(Y/X) = H(Y, X) = H(Y) + H(X/Y). \quad (I-27)$$

Если сообщения полностью независимы, то, как следует из рассмотрения свойств условной энтропии,

$$H(X, Y) = H(X) + H(Y). \quad (I-28)$$

При жесткой статистической зависимости

$$H(X, Y) = H(X) = H(Y). \quad (I-29)$$

Пример. Пользуясь понятием условной энтропии, определим количество информации при недостоверном приеме, когда из-за помех в канале передачи при получении сообщения Y неопределенность ситуации не снимается полностью. В таком случае получаем частичную информацию, являющуюся разностью между начальной H_1 и конечной H_2 энтропией

$$I = H_1 - H_2. \quad (I-30)$$

При полном устранении неопределенности получаемая информация определится энтропией источника сообщений

$$H(X) = - \sum_{i=1}^m p(x_i) \log p(x_i).$$

При достоверном приеме имеется однозначное соответствие между принятым и переданным символом, т. е.

$$p(x_i/y_j) = \begin{cases} 1 & \text{при } i = j \\ 0 & \text{при } i \neq j. \end{cases} \quad (I-31)$$

В этом случае информативность символов переданного сообщения X относительно символов принятого сообщения будет равна нулю. При недостоверном приеме соотношение (I-31) не выполняется, т. е. остается некоторая неопределенность в отношении символов сообщения X .

Потери информации в этих условиях определяются условной энтропией $H(X/Y)$ согласно (I-22):

$$H(X/Y) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(y_j) p(x_i/y_j) \log p(x_i/y_j). \quad (I-32)$$

Таким образом, количество информации при недостоверном приеме находится из выражения:

$$\begin{aligned} I(Y, X) &= - \sum_{i=1}^m p(x_i) \log p(x_i) + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(y_j) p(x_i/y_j) \log p(x_i/y_j) = \\ &= H(X) - H(X/Y). \end{aligned} \quad (I-33)$$

Используем полученные соотношения для решения численного примера. Пусть производится передача информации от дискретного источника с алфавитом из m символов, вероятности которых одинаковы, т. е. $p(x_1) = p(x_2) = \dots = p(x_i) = \dots = p(x_m) = \frac{1}{m}$. Вследствие действия помех каждый из переданных символов может перейти в любой из остальных. Вероятность правильной передачи символа равна p , а вероятность ошибки q . Определим количество информации при приеме.

Поскольку при приеме символы не исчезают, то при данных условиях $p(x_i) = p(y_j) = \frac{1}{m}$. В то же время

$$p(y_j/x_i) = \begin{cases} p & \text{при } i = j \\ \frac{q}{m-1} & \text{при } i \neq j, \end{cases}$$

так как под действием помех возможен переход символа сообщения X в любой из $m-1$ символов сообщения Y . При использовании соотношения (I-21) находим условные вероятности того, что был передан символ x_i , если принят символ y_j

$$p(x_i/y_j) = \frac{p(x_i) p(y_j/x_i)}{p(y_j)}. \quad (\text{I-34})$$

Так как $p(x_i) = p(y_j)$, то можно записать, что

$$p(x_i/y_j) = \begin{cases} p & \text{при } i = j \\ \frac{q}{m-1} & \text{при } i \neq j. \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

Подставляя (I-35) в (I-33), получим

$$I = \log m + p \log p + q \log \frac{q}{m-1}. \quad (\text{I-36})$$

В частном случае передачи бинарных сообщений ($m=2$) с учетом того, что для бинарных сообщений $p+q=1$, получим

$$I = \log 2 + p \log p + (1-p) \log (1-p). \quad (\text{I-37})$$

При использовании двончных логарифмов

$$I = 1 + p \log_2 p + (1-p) \log_2 (1-p) \quad (\text{I-38})$$

и при $p=0,5$ $I=0$, т. е. неопределенность ситуации в отношении символов сообщения X при приеме сообщений Y не изменяется.

ЭНТРОПИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ

Непрерывные сообщения могут принимать любые значения в некоторых пределах и являются непрерывными функциями времени. Особенностью непрерывных сообщений является то, что вероятность появления каждого из отдельных значений равна нулю. Статистические свойства непрерывной величины характеризуют функцией плотности вероятности распределения ее значений $p(x)$. Функцию $p(x)$ называют также дифференциальным законом распределения величины x . Данная функция характеризует вероятность попадания непрерывной случайной величины x в некоторый элементарный интервал значений Δx . Эта вероятность определяется произведением $p(x) \Delta x$ и стремится к нулю при уменьшении ширины интервала (рис. 5).

С учетом сделанного предположения можно определить энтропию непрерывных сообщений на основании (I-14), если вероятности выразить через соответствующие плотности вероятности и найти предел при $\Delta x \rightarrow 0$. В этом случае

$$\begin{aligned} H(x) &= - \sum_{i=1}^m p(x_i) \Delta x \log [p(x_i) \Delta x] = - \sum_{i=1}^m p(x_i) \Delta x \log p(x_i) - \\ &\quad - \sum_{i=1}^m p(x_i) \Delta x \log \Delta x. \end{aligned} \quad (\text{I-39})$$

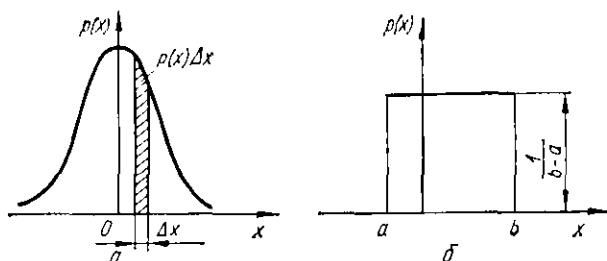


Рис. 5. Законы распределения: а — нормальный; б — равномерный.

При уменьшении Δx (увеличении m) первое слагаемое в пределе стремится к интегралу, пределом второго слагаемого будет $-\log \Delta x$. Таким образом (I-39) примет вид:

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x) dx - \log \Delta x. \quad (\text{I-40})$$

Информативность непрерывных сообщений, обусловленная их статистическими свойствами, полностью определяется первым слагаемым, тогда как второе слагаемое зависит лишь от выбранного интервала Δx и является постоянной величиной (при постоянном Δx). Первое слагаемое в (I-40) называется дифференциальной энтропией. При решении конкретных задач обычно используется выражение для дифференциальной энтропии без специальных оговорок, а величина

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x) dx \quad (\text{I-41})$$

называется энтропией и характеризует количество информации, приходящейся на один отсчет непрерывного сообщения.

Поскольку информативность сообщений является функцией дифференциального закона распределения, целесообразно определить вид функции плотности вероятности $p(x)$, при которой энтропия будет максимальной. Практическое значение имеют два случая.

1. Среднеквадратичное значение сообщения ограничено (случай ограничения средней мощности сообщения).

Данное условие можно выразить математически:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx = \sigma^2 = \text{const}, \quad (\text{I-42})$$

где σ^2 — дисперсия случайной величины.

Воспользуемся также вторым условием, вытекающим из свойств функции плотности вероятности:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1. \quad (\text{I-43})$$

Данная задача является вариационной по отысканию вида функции $p(x)$, обеспечивающей максимум энтропии $H(x)$. Решение задачи

сводится к нахождению максимума функционала

$$F(x) = -p(x) \log p(x) + \lambda_1 p(x) + \lambda_2 x^2 p(x). \quad (I-44)$$

Найдем производную $\frac{\partial F(x)}{\partial p(x)}$ и, приравняв ее нулю, получим, что $\ln p(x) = \lambda_1 - 1 + \lambda_2 x^2$. Следовательно,

$$p(x) = e^{\lambda_1 - 1} e^{\lambda_2 x^2}. \quad (I-45)$$

Используя условия (I-42) и (I-43), получим соответственно

$$-\frac{e^{\lambda_1 - 1} \sqrt{\pi}}{2\lambda_2 \sqrt{-\lambda_2}} = \sigma^2, \quad (I-46)$$

$$\frac{e^{\lambda_1 - 1} \sqrt{\pi}}{\sqrt{-\lambda_2}} = 1. \quad (I-47)$$

Теперь находим

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2\sigma^2}, \quad (I-48)$$

$$e^{\lambda_1 - 1} = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}}. \quad (I-49)$$

Запишем окончательное выражение для функции плотности вероятности:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}. \quad (I-50)$$

Полученная функция характеризует нормальное центрированное распределение. Таким образом, если задана дисперсия сообщений, то сообщение будет максимально информативным, когда его значения распределены по нормальному закону (рис. 5, а).

2. Значения сообщений ограничены некоторым интервалом, т. е. $a \leq x \leq b$. Ограничений на дисперсию не накладывается (в частном случае — это ограничение пиковой мощности сообщения).

Данная задача имеет одно дополнительное условие, представленное (I-43). Максимизируемый функционал запишем аналогично (I-44):

$$F(x) = -p(x) \log p(x) + \lambda_1 p(x). \quad (I-51)$$

Используя приведенное ранее рассуждение с учетом ограничения, получаем $a \leq x \leq b$:

$$p(x) = \frac{1}{b-a}. \quad (I-52)$$

Функция плотности вероятности постоянна во всем интервале существования сообщения и не зависит от x . Полученный результат свидетельствует о том, что, если значения сообщений ограничены некоторым интервалом, то сообщение будет максимально информативным, когда его значения распределены по равновероятному закону (рис. 5, б).

Значения энтропии для полученных законов распределения находятся по (I-41). В случае нормального закона распределения

$$H(x) = \log \sigma \sqrt{2\pi}. \quad (I-53)$$

В случае равномерного распределения

$$H(x) = \log(b - a).$$

Если для нахождения энтропии воспользоваться (I-40), то при нормальном законе распределения

$$H(x) = \log\left(\frac{\sigma}{\Delta x} \sqrt{2\pi e}\right), \quad (I-54)$$

а при равномерном

$$H(x) = \log \frac{b-a}{\Delta x}. \quad (I-55)$$

Пользуясь методом, примененным при выводе (I-40) и (I-41), можно получить соответствующие выражения для условной энтропии непрерывных сообщений и энтропии объединения.

избыточность сообщений

Энтропия дискретных сообщений достигает максимума при равной вероятности элементов сообщений. Энтропия непрерывных сообщений также при определенных условиях достигает максимального значения. Таким образом можно говорить о сообщениях, являющихся оптимальными в смысле наибольшего количества передаваемой информации.

Однако условия, обеспечивающие максимум энтропии, выполняются далеко не всегда. Поэтому энтропия реальных сообщений зачастую оказывается меньше энтропии соответствующего ему оптимального сообщения. При одинаковом числе элементов количество информации в реальном сообщении будет меньше, чем в оптимальном.

Абсолютная избыточность сообщения $D_{\text{абс}}$ характеризуется разностью между максимально возможным количеством информации H_{max} и энтропией реального сообщения

$$D_{\text{абс}} = H_{\text{max}} - H, \quad (I-56)$$

а относительная избыточность соответственно

$$D_{\text{отн}} = \frac{H_{\text{max}} - H}{H_{\text{max}}}. \quad (I-57)$$

Избыточность сообщений приводит к увеличению времени передачи. Для уменьшения избыточности следует повышать информативность элементов сообщения. В реальных системах для повышения помехоустойчивости передаваемых сообщений избыточность вводят преднамеренно.

Семантические меры информации [3]

Семантические меры информации оценивают смысл, содержание информации, ее целесообразность и существенность. Содержательность события i выражается через функцию меры $m(i)$ — содержательности его отрицания

$$\text{cont}(i) = m(\sim i) = 1 - m(i), \quad (I-58)$$

где $\text{cont}(i)$ — содержательность события i ;

m — функция меры; $\sim$ — знак отрицания.

Оценка *содержательности* базируется на математической логике, в которой логические функции истинности $m(i)$ и ложности $m(\sim i)$ имеют формальное сходство с вероятностью события и его отрицания:

$$m(i) + m(\sim i) = 1 \text{ и } 0 \leq m(i) \leq 1.$$

Логическая оценка количества информации имеет внешнее сходство со статистической

$$\text{Inf} = \log \left[\frac{1}{1 - \text{cont}(i)} \right] = \log \frac{1}{m(i)} = -\log m(\sim i), \quad (\text{I-59})$$

где Inf — логическая оценка количества информации.

Отличие логической оценки в том, что она учитывает меры истинности или ложности событий, а не вероятности их реализаций.

Существенность информации отражает степень важности информации о том или ином значении параметра X с учетом времени T и пространства N .

Полезность информации для решения данной задачи можно оценивать по эффекту, который оказывает полученная информация на решение задачи. Если вероятность достижения цели увеличивается, то информацию следует считать полезной [5]. Можно также оценивать полезность информации числом попыток, которые совершает получатель информации для достижения цели [6]. При таких оценках информация может быть пустой, если она не изменяет вероятности или числа проб для достижения цели, положительной или отрицательной величиной.

Можно также оценивать ценность сообщений с помощью теории статистических решений [7]. В этом случае во внимание принимается цель, с которой передается сообщение, т. е. учитываются результаты использования сообщений. Для оценки вводятся две характеристики: ценностная энтропия и ценность информации. При введении понятия ценностной энтропии рассматривается множество сообщений X и множество возможных решений Z . Вводится в рассмотрение также функция потерь $R(x, z)$, определяющая потери, соответствующие каждому сообщению x и решению z . Если бы было известно предполагаемое к передаче сообщение, то каждый раз принималось бы решение, минимизирующее $R(x, z)$. Если известно лишь распределение $p(x)$, то выбирают некоторое конкретное правило решения $G(x)$. Выбор решающего правила определяет величину потерь, соответствующую каждому значению сообщения. Под ценностной энтропией понимают средние потери при определенной выбранной стратегии. Для дискретных сообщений ценностная энтропия H_u определится:

$$H_u = \sum_{i=1}^m R[x_i, G(x)] p(x_i) - \sum_{i=1}^m \lambda(x_i) p(x_i), \quad (\text{I-60})$$

где $\lambda(x_i)$ — минимум функции потерь по z , соответствующий данному x_i .

В случае непрерывных сообщений

$$H_{\text{ш}} = \int_x [R[x, G(x)] - \lambda(x)] p(x) dx. \quad (1.61)$$

Отметим, что приведенные определения ценностной энтропии являются лишь одной из попыток количественной оценки целесообразности и существенности информации.

3. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИИ

Под дискретизацией понимается преобразование непрерывных сообщений в дискретные. При этом используется дискретизация по времени и по уровню. Переход от аналогового представления к дискретному во многих случаях дает значительные преимущества при передаче, обработке и хранении информации.

Замена непрерывной функции дискретной дает возможность все результаты, полученные для дискретных сообщений, применить к непрерывным сообщениям.

Дискретизация по времени

Смысл дискретизации по времени заключается в том, что некоторой непрерывной функции ставится в соответствие другая функция, образуемая путем прерывания исходной функции (рис. 6). Естественно, что такая замена допустима лишь в тех случаях, когда дискретизированная функция полностью представляет исходную функцию. Интуиция подсказывает, что замена непрерывной функции дискретной возможна лишь при определенных допущениях. Каким должен быть интервал Δt между отдельными отсчетами? При малом интервале между отсчетами их количество будет большим и точность последующего восстановления функции также будет высокой. Если же интервал между отсчетами взять большим, то количество отсчетов уменьшится, однако погрешность восстановления непрерывного сообщения может оказаться больше допустимой. Оптимальным следует считать такой интервал между отсчетами, при котором исходная функция с заданной точностью представляется минимальным числом отсчетных значений. В этом случае все отсчеты будут существенными для восстановления исходной функции. При большем числе отсчетов будет иметь место избыточность информации.

Способ дискретизации, согласно которому выбираются отсчеты или коэффициенты разложения, целесообразно оценивать по величине ошибки восстановления исходной функции. Различают три вида критериев отсчетов:

1. Частотный критерий Котельникова, согласно которому интервалы между отсчетами выбираются исходя из ширины спектра дискретизируемого сообщения [8].

2. Корреляционный критерий отсчетов Железнова, согласно которому интервал дискретизации выбирается равным времени корреляции передаваемого сообщения [9].

3. Квантовый критерий отсчетов Темникова, предложенный для детерминированных функций, устанавливающий зависимость интервалов между отсчетами от величины ступени квантования по уровню и крутизны функции [10].

Оценку точности восстановления непрерывного сообщения можно производить по величине наибольшего, среднеквадратичного или интегрального отклонения.

ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА

Все реальные непрерывные сообщения отражают процессы, основная часть спектра которых сосредоточена в конечном интервале частот. Это объясняется частотными свойствами источников сообщений и абонентов (получателей сообщений), являющихся реальными физическими системами. Начиная с некоторой частоты высокочастотные составляющие спектра сообщения оказываются значительно ниже уровня помех и не воспринимаются получателем. В данном случае все реальные непрерывные сообщения можно рассматривать как функции с ограниченным спектром, т. е. таким, в котором не содержится частот выше некоторой граничной частоты F_B . Для таких функций В. А. Котельниковым сформулирована теорема, согласно которой непрерывная функция $x(t)$, имеющая ограниченный спектр в полосе частот от 0 до F_B , может быть представлена последовательностью своих мгновенных значений, взятых в точках, отсчитываемых через интервалы времени Δt , равные

$$\Delta t = \frac{1}{2F_B} = \frac{\pi}{\omega_B}. \quad (I-62)$$

Доказательство теоремы Котельникова основано на разложении функции $x(t)$ с ограниченным спектром в ряд. Спектр $S(j\omega)$ рассматриваемой функции ограничен полосой $\omega_B = 2\pi F_B$, т. е.

$$S(j\omega) \begin{cases} \neq 0 & \text{при } |\omega| \leq \omega_B \\ = 0 & \text{при } |\omega| > \omega_B. \end{cases} \quad (I-63)$$

Используя преобразование Фурье непрерывной функции

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (I-64)$$

и (I-63), получим

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (I-65)$$

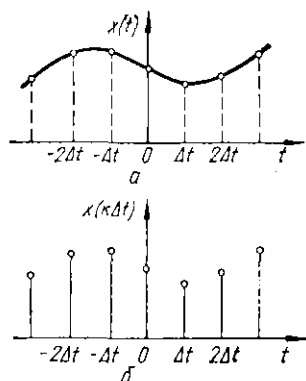


Рис. 6. Непрерывное сообщение (а) и его дискретные отсчеты (б).

Рассмотрим комплексный спектр функции $x(t)$. Он задан на интервале $(-\omega_B, \omega_B)$ и может быть представлен рядом Фурье:

$$S(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{\frac{j\pi k\omega}{\omega_B}}, \quad (I-66)$$

где

$$C_k = \frac{1}{2\pi\omega_B} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} S(j\omega) e^{-j\frac{\pi k\omega}{\omega_B}} d\omega. \quad (I-67)$$

Сравнивая (I-67) и (I-65), получаем

$$C_k = \frac{1}{2F_B} x(-k\Delta t) = \Delta t x(-k\Delta t). \quad (I-68)$$

Подставив значение C_k в (I-66), будем иметь

$$S(j\omega) = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) e^{-j\frac{\pi k\omega}{\omega_B}}. \quad (I-69)$$

Выразим функцию $x(t)$ через ее спектр, используя (I-65):

$$x(t) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) e^{-j\frac{\pi k\omega}{\omega_B}}. \quad (I-70)$$

Учитывая сходимость ряда и интеграла Фурье, произведем перестановку операций интегрирования и суммирования:

$$x(t) = \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \int_{-\omega_B}^{\omega_B} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega. \quad (I-71)$$

Определив значение интеграла

$$\int_{-\omega_B}^{\omega_B} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega = \frac{1}{j(t-k\Delta t)} e^{j\omega(t-k\Delta t)} \Big|_{-\omega_B}^{\omega_B} = \frac{2 \sin \omega_B(t-k\Delta t)}{t-k\Delta t}$$

и подставив его в (I-71), с учетом (I-62), окончательно получаем выражение, называемое рядом Котельникова:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \frac{\sin \omega_B(t-k\Delta t)}{\omega_B(t-k\Delta t)}. \quad (I-72)$$

Полученное выражение представляет собой разложение в ряд непрерывной функции $x(t)$. Величины $x(k\Delta t)$ представляют собой значения непрерывной функции в точках отсчета. Множитель вида

$$\frac{\sin \omega_B(t-k\Delta t)}{\omega_B(t-k\Delta t)} = \frac{\sin 2\pi F_B \tau}{2\pi F_B \tau} \quad (I-73)$$

является функцией времени и называется функцией отсчетов (рис. 7).

Функция отсчетов принимает максимальное значение, равное единице, в моменты времени $t = k\Delta t$ и обращается в нуль в моменты времени $t = (k \pm m)\Delta t$, где $m = 1, 2, 3, \dots$. Следует отметить, что функ-

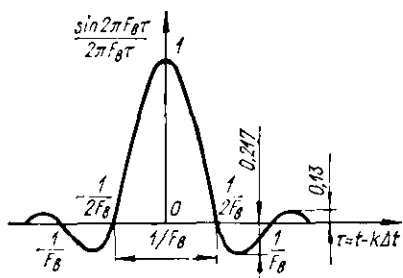


Рис. 7. График функции отсчетов.

ции отсчетов ортогональны на бесконечно большом интервале времени. Функция отсчетов представляет собой реакцию идеального фильтра нижних частот на единичную импульсную функцию.

Таким образом, чтобы передать сообщение, являющееся непрерывной функцией времени и имеющее ограниченный спектр, необходимо произвести следующие операции:

1. Найти отсчетные значения передаваемого сообщения в моменты времени, разделенные интервалами $\Delta t = \frac{1}{2f_B}$.

2. Передать величины отсчетов по каналу связи любым из возможных методов.

3. Восстановить на приемном конце переданные отсчеты и сформировать импульсы с малой длительностью (по сравнению с интервалом между отсчетами), амплитуды которых были бы равны переданным отсчетным значениям.

4. Сформировать функции отсчетов с амплитудами, равными амплитудам переданных отсчетных значений.

5. Просуммировать функции отсчетов и получить функцию времени, которая равна (или пропорциональна) переданному сообщению. Совокупность приведенных операций представлена на рис. 8.

Теорема Котельникова справедлива и для случая, когда непрерывное сообщение $x(t)$ имеет спектр, заключенный в ограниченной полосе частот от f_n до f_B . В этом случае отсчеты следует брать через интервал времени

$$\Delta t = \frac{1}{2(f_B - f_n)} = \frac{1}{2\Delta f_{\text{сп}}}, \quad (1-74)$$

где $\Delta f_{\text{сп}} = (f_B - f_n)$ — ширина спектра функции.

До сих пор рассматривались функции с ограниченным спектром и вопрос об их продолжительности не ставился. Однако известно, что реальные сообщения имеют конечную длительность. Из теории преобразования Фурье известно, что временное представление функции

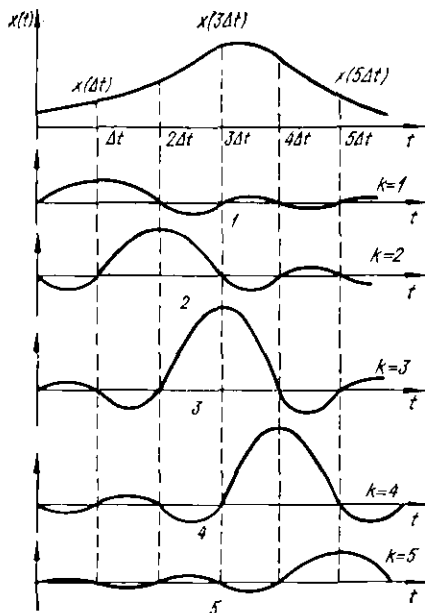


Рис. 8. Восстановление непрерывной функции.

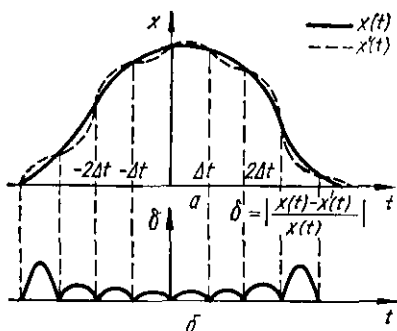


Рис. 9. К оценке погрешности восстановления непрерывной функции.

точность почти всей энергии в конечных интервалах времени и полосы частот), (I-72) можно с достаточной степенью точности использовать для представления реальных сообщений. В этом случае при длительности сообщения T_c число отсчетов m будет конечным

$$m = \frac{T_c}{\Delta t} = 2F_b T_c, \quad (\text{I-75})$$

а (I-72) примет вид:

$$x(t) \approx \sum_{k=-\frac{m}{2}}^{\frac{m}{2}} x(k\Delta t) \frac{\sin \omega_b(t - k\Delta t)}{\omega_b(t - k\Delta t)}. \quad (\text{I-76})$$

При конечном числе отсчетов сумма (I-76) будет совпадать с мгновенными значениями $x(t)$ не на всем интервале существования сообщения T_c , а только в отсчетных точках. В промежутках между этими значениями $x(t)$ отличается от суммы конечного числа членов ряда, в результате чего возникает погрешность. Эта погрешность минимальна в середине интервала T_c и будет возрастать к его краям (рис. 9).

Определить среднеквадратичную ошибку восстановления сообщения конечной длительности рядом Котельникова с конечным числом членов затруднительно. Однако в работе [11] определены границы ошибки, возникающей при восстановлении реального сообщения с неограниченным спектром рядом Котельникова (I-72). Обозначая восстановленное сообщение $x'(t)$, запишем выражение для среднеквадратичной ошибки δ [11]:

$$\sqrt{\frac{\Delta E}{E}} \leq \delta = \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} [x'(t) - x(t)]^2 dt}}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt}} \leq \sqrt{\frac{\Delta E}{E} (3 + Q)}, \quad (\text{I-77})$$

где E — полная энергия сообщения, равная $\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$;

с ограниченным спектром растягивается на бесконечно большой интервал времени. В то же время конечная длительность сообщения определяет бесконечно протяженный спектр. Это свидетельствует о невозможности существования функции конечной длительности с ограниченным спектром. Таким образом, принципиально теорема Котельникова несправедлива для реальных сообщений. Тем не менее, учитывая отмеченные ранее особенности реальных сообщений (сосредоточенность почти всей энергии в конечных интервалах времени и полосы частот), (I-72) можно с достаточной степенью точности использовать для представления реальных сообщений. В этом случае при длительности сообщения T_c число отсчетов m будет конечным

ΔE — энергия сообщения, заключенная в полосе частот выше

$$F_n = \frac{1}{2\Delta t};$$

Q — коэффициент, учитывающий скорость уменьшения модуля спектральной плотности на частотах, больших чем F_n .

Согласно [11],

$$Q = 4 \sum_{r=1}^{\infty} \left[\frac{\int_{(2r-1)\omega_n}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega}{\int_{\omega_0}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega} \right]^{1/2}, \quad (I-78)$$

где $r = 1, 2, \dots$ и т. д.

Если убывание модуля спектральной плотности происходит достаточно быстро, пользуются более простой оценкой

$$\sqrt{\frac{\Delta E}{E}} \leq \delta \leq \sqrt{\frac{3\Delta E}{E}}, \quad (I-79)$$

с помощью которой можно определить F_n таким образом, чтобы погрешность восстановления непрерывного сообщения не превышала заданной величины.

В практических расчетах для определения относительной погрешности воспроизведения сообщений может быть использовано следующее выражение:

$$\delta^2 \approx \frac{\int_{\omega_n}^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega}{\int_0^{\infty} [S(\omega)]^2 d\omega}, \quad (I-80)$$

позволяющее по заданной величине δ при известных спектральных характеристиках сообщения найти верхнюю граничную частоту спектра ω_n и интервал дискретизации

$$\Delta t = \frac{\pi}{\omega_n}. \quad (I-81)$$

ПРИНЦИП ДИСКРЕТИЗАЦИИ ЖЕЛЕЗНОВА

Н. А. Железновым решена задача определения максимального интервала между отсчетами случайного сообщения [9]. В используемой модели сообщения характеризуются: конечной длительностью T_c ; сплошным спектром, отличным от нуля на всей частотной оси, т. е. $S(\omega) \neq 0$ при $-\infty \leq \omega \leq \infty$.

Вводится допущение ограниченности интервала корреляции (т. е. считается, что функция корреляции равна нулю вне интервала τ_0) и малости интервала корреляции по сравнению с длительностью сообщения ($T_c \gg \tau_0$). Рассматриваются сообщения, являющиеся стационарными и нестационарными функциями времени. Введенные допущения не вступают в противоречие с природой реальных сообщений, так как вследствие конечной длительности их значение в любой момент зависит только от некоторого отрезка прошлого ограниченной

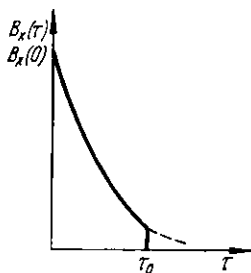


Рис. 10. К ограничению интервала корреляции.

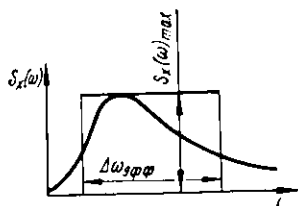


Рис. 11. К определению эффективной полосы частот.

длительности. Поэтому интервал корреляции реальных сообщений является ограниченной величиной. Это ограничение, записываемое в виде,

$$B_x(\tau) \begin{cases} = B_x(\tau) & \text{при } \tau \leq \tau_0, \\ = 0 & \text{при } \tau > \tau_0, \end{cases} \quad (I-82)$$

представлено на рис. 10.

Н. А. Железновым доказано, что такие сообщения могут быть предсказаны системой линейного прогнозирования со среднеквадратичной ошибкой, сколь угодно мало отличающейся от нуля, только в промежутке времени, равном интервалу корреляции τ_0 . Таким образом, согласно [9] дискретизацию следует производить с интервалом, не превышающим τ_0 , поскольку лишь в этом случае возможно безошибочное восстановление исходного сообщения. Число некоррелированных отсчетов N при этом определится

$$N = \frac{T_c}{\tau_0}. \quad (I-83)$$

Определение интервала корреляции τ_0 производится с использованием понятия эффективной полосы частот сообщения

$$\Delta\omega_{эфф} = 2\pi\Delta f_{эфф},$$

$$\tau_0 = \frac{1}{2\Delta f_{эфф}}, \quad (I-84)$$

где $\Delta\omega_{эфф}$ определяется как основание прямоугольника с высотой, равной максимальному значению спектральной плотности $S_x(\omega)$ и площадью, равной площади под кривой спектральной плотности сообщения (рис. 11):

$$\Delta\omega_{эфф} = \frac{1}{S_x(\omega)_{max}} \int_0^{\infty} S_x(\omega) d\omega. \quad (I-85)$$

Для нестационарных функций используется понятие текущего интервала корреляции, который является функцией времени $\tau_0 = \tau_0(t)$. В этом случае отсчетные значения непрерывного сообщения будут располагаться на оси времени неравномерно. Метод дискретизации Н. А. Железнова менее разработан, чем метод В. А. Котельникова, и поэтому не получил еще широкого распространения.

**ДИСКРЕТИЗАЦИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРИТЕРИЯ НАИБОЛЬШЕГО ОТКЛОНЕНИЯ**

Выбор шага дискретизации с использованием данного критерия производится в предположении, что исходное сообщение восстанавливается с помощью полинома степени n . На некотором отрезке времени $[t_0, t_n]$ для равноотстоящих отсчетов восстановленное сообщение x' (') может быть представлено выражением:

$$x'(t) = \sum_{k=0}^n x(t_k) \frac{(t-t_0)(t-t_1)\dots(t-t_{k-1})(t-t_{k+1})\dots(t-t_n)}{(t_k-t_0)(t_k-t_1)\dots(t_k-t_{k-1})(t_k-t_{k+1})\dots(t_k-t_n)}. \quad (I-86)$$

Вводя сокращенную запись, получим:

$$x'(t) = \sum_{k=0}^n \left[x(t_k) \prod_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^n \frac{t-t_l}{t_k-t_l} \right]. \quad (I-87)$$

Для восстановления функции $x(t)$ в помощью полинома степени n необходимо иметь $n+1$ отсчетов.

Погрешность восстановления исходного сообщения в этом случае определится остаточным членом:

$$R(t) = x(t) - x'(t) = \frac{x^{(n+1)}(\xi)}{(n+1)!} \prod_{k=0}^n (t-t_k), \quad (I-88)$$

где $x^{(n+1)}(\xi)$ — значение $(n+1)$ -й производной сообщения $x(t)$, взятой в некоторой точке ξ , лежащей внутри интервала $t_n - t_0$. Поскольку положение точки ξ неизвестно, для оценки используют модуль максимального значения производной M_{n+1} на заданном интервале. Тогда

$$R(t) = \frac{M_{n+1}}{(n+1)!} \prod_{k=0}^n (t-t_k). \quad (I-89)$$

Введя ограничение

$$R(t) \leq \varepsilon_0, \quad (I-90)$$

где ε_0 — допустимая погрешность дискретизации по времени, можно найти шаг дискретизации или длину интервала $t_n - t_0$, на котором нужно определить $n+1$ отсчетных значений непрерывного сообщения. При этом интервал $t_n - t_0$ является некоторой функцией погрешности ε_0 , степени воспроизводящего полинома и т. д.

Интерес представляет определение шага дискретизации при использовании воспроизводящих полиномов нулевой и первой степени.

Нулевой степени воспроизводящего полинома соответствует ступенчатая аппроксимация непрерывного сообщения. В этом случае (I-90) примет вид:

$$R(t) = \frac{M_1}{1!} (t_0 - t_1) = M_1 \Delta t \leq \varepsilon_0,$$

откуда

$$\Delta t \leq \frac{\varepsilon_0}{M_1}. \quad (I-91)$$

При $n = 1$ (линейная аппроксимация) остаточный член определяется

$$R(t) = \frac{M_2}{2!} \prod_{k=0}^1 (t - t_k) \leq \varepsilon_0.$$

Максимизируя произведение $\prod_{k=0}^1 (t - t_k) = (t - t_0)(t - t_1)$, получим $\frac{M_2 \Delta t^2}{8} \leq \varepsilon_0$, откуда

$$\Delta t \leq \sqrt{\frac{8\varepsilon_0}{M_2}}. \quad (1-92)$$

Восстановление непрерывного сообщения с использованием полиномов нулевой и первой степени представлено на рис. 12.

Значения шага дискретизации для полиномов более высоких степеней такие:

Степень полинома	0	1	2	3	4
Шаг дискретизации	$\frac{\varepsilon_0}{M_1}$	$\sqrt{\frac{8\varepsilon_0}{M_2}}$	$\sqrt[3]{\frac{15,53 \varepsilon_0}{M_3}}$	$\sqrt[4]{\frac{24\varepsilon_0}{M_4}}$	$\sqrt[5]{\frac{33\varepsilon_0}{M_5}}$

Следует отметить, что для некоторых видов сообщений частота дискретизации, определенная по рассмотренному методу, оказывается значительно меньше частоты, найденной по теореме Котельникова. Например, для восстановления сообщения, описываемого экспонен-

циальной функцией $e^{-\frac{t}{\tau}}$ при $\tau = 1$ с погрешностью, равной 0,5%, по теореме Котельникова требуется частота дискретизации более 8 кГц, тогда как по критерию наибольшего отклонения при $n = 1$ частота дискретизации составит 5 Гц. При погрешности 0,05% значения частоты будут соответственно более 700 кГц и 15,9 Гц. Разница, обусловленная применением различных методов восстановления сообщений, является весьма существенной.

Рассмотренные способы не исчерпывают всех возможных способов восстановления непрерывных сообщений на основании их дискретных значений. Для этой цели могут использоваться разнообразные фильтры, характеристики которых оказывают существенное влияние на выбор частоты дискретизации. Основными исходными данными и в этом случае являются ширина спектра сообщения и допустимая погрешность восстановления непрерывного сообщения. Значения частоты дискретизации при использовании некоторых видов фильтров (фильтр Баттерворта, оптимальный фильтр, RC-фильтр) можно найти в монографии [12].

ПОНЯТИЕ ОБ АДАПТИВНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Для рассмотренных ранее способов дискретизации характерно постоянство интервалов между отсчетными значениями дискретизируемой функции. В то же время из (1-91) и (1-92) следует, что если ка-

ким-либо способом фиксировать скорость изменения или ускорение непрерывного сообщения, то появляется возможность такого изменения шага дискретизации в соответствии с ходом дискретизируемого сообщения, что погрешность никогда не будет превышать установленной величины ϵ_0 . При адаптивной дискретизации (для $n = 0$) отсчетные значения $x(t_k)$ непрерывного сообщения берутся в моменты времени, когда

$$|x(t) - x(t_{k-1})| = \epsilon_0. \quad (1-93)$$

В этот момент осуществляется также отсчет величины интервала дискретизации τ_k (рис. 13).

В случае использования воспроизводящего полинома первой степени в устройстве дискретизации на каждом интервале генерируется приближающая прямая и непрерывно определяется разность между текущим значением непрерывного сообщения и приближающей функции. Когда разность достигает величины ϵ_0 , берется очередной отсчет и определяется величина интервала дискретизации τ_k .

Указанные способы дискретизации относятся к способам адаптивной дискретизации с некратыми интервалами, поскольку величины интервалов дискретизации могут принимать произвольные значения. Это обуславливает необходимость фиксации всех значений τ_k .

При адаптивной дискретизации с кратными интервалами отсчетные значения берутся в моменты времени, отстоящие друг от друга на целое число Δt , т. е. $t_k = t_{k-1} + i\Delta t$, где $i = 1, 2, 3, \dots$, с использованием соотношений, аналогичных (1-93).

При адаптивной дискретизации уменьшается число отсчетных значений непрерывного сообщения без увеличения погрешности его восстановления, т. е. снижается избыточность информации. Дальнейшее снижение избыточности может быть достигнуто путем изменения степени восстанавливающего полинома применительно к характеру дискретизируемого сообщения.

Следует отметить, что реализация алгоритмов адаптивной дискретизации сложнее, чем алгоритмов равномерной дискретизации.

Квантование по уровню

Отсчеты непрерывных сообщений, взятые в дискретные моменты, характеризуются тем, что уровни сообщений могут принимать бесчисленное множество значений, если точность их определения не ограничена. Поскольку любое сообщение приходит к потребителю совместно с помехой (ошибку измерения также можно трактовать как помеху),

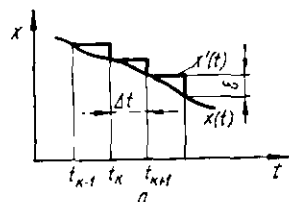


Рис. 12. Восстановление непрерывных сообщений.

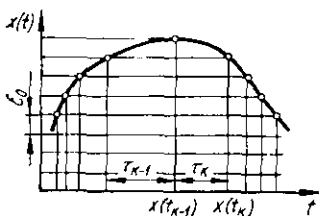


Рис. 13. К понятию адаптивной дискретизации.

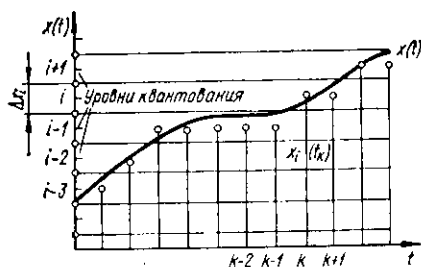


Рис. 14. Квантование по уровню.

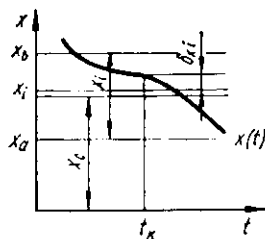


Рис. 15. К оценке ошибки квантования.

то бессмысленно передавать сообщение точнее, чем это позволяет уровень помех. Таким образом, целесообразно в зависимости от уровня сопровождающих помех и требуемой точности представления сообщения ограничить число уровней сообщения. Замена непрерывной шкалы уровней сообщения дискретной шкалой уровней называется *квантованием по уровню*. Если мгновенное значение уровня сообщения находится внутри интервала, расположенного между двумя дозволёнными дискретными уровнями, то вместо него передается значение, соответствующее ближайшему дозволённому уровню. При количестве уровней квантования, равном m , любое сообщение будет содержать не более m различных значений.

Квантование по уровню может осуществляться с равномерным или неравномерным шагом. При равномерном квантовании динамический диапазон изменения сообщения делится на $m - 1$ равных частей (т. е. интервалы между всеми уровнями квантования одинаковы). При неравномерном квантовании деление производится на $m - 1$ неравных частей. Таким образом получаем шкалу уровней квантования.

Чтобы иметь возможность четко определить принадлежность истинных мгновенных значений сообщения определенному уровню, динамический диапазон сообщения $x(t)$ делится на интервалы, называемые шагами квантования. Уровни квантования при этом располагаются внутри шагов квантования. Шаг квантования обычно обозначают Δx и для i -го уровня шаг квантования будет Δx_i . Если значение сообщения в некоторый момент времени (обычно этот момент совпадает с моментом взятия отсчета по времени $x(t_k)$) находится внутри i -го шага квантования Δx_i , то значение сообщения заменяется значением i -го уровня $x_i(t_k)$. Оптимальным в смысле точности воспроизведения квантованного сигнала является расположение уровня квантования в середине шага квантования. Процедура квантования по уровню представлена на рис. 14.

Квантованное сообщение $x_i(t_k)$ представляет собой сумму истинного сообщения $x(t_k)$ и ошибки δx_i . Таким образом, квантование можно рассматривать как прохождение сообщения через систему, подверженную действию помехи δx_i . Обычно эту помеху называют шумом квантования. Так как само сообщение является случайным процессом, шум квантования также будет случайной функцией времени. Оценим статистические характеристики шума квантования. Возникаю-

щая в момент времени t_k ошибка определяется выражением:

$$\delta x_i = x(t_k) - x_i(t_k). \quad (I-94)$$

Сообщение $x(t)$ в момент времени t_k может принимать одно из возможных значений в интервале от $x_{\min}$ до $x_{\max}$ с некоторой вероятностью, определяемой законом распределения случайной величины $x(t)$. Вероятность появления уровня $x_i(t)$ определится как вероятность попадания случайной величины $x(t)$ в интервал от x_a до x_b в окрестности уровня x_i . При этом ошибка δx_i может изменяться в пределах от $x_i - x_a$ до $x_b - x_i$, изменяя знак (рис. 15). Вероятность появления ошибки δx_i определяется вероятностью появления соответствующего значения сообщения $x(t)$ в момент t_k .

Математическое ожидание ошибки

$$M(\delta x_i) = \int_{x_a}^{x_b} (x - x_i) p(x) dx, \quad (I-95)$$

а среднее квадратическое значение

$$M(\delta x_i^2) = \int_{x_a}^{x_b} (x - x_i)^2 p(x) dx. \quad (I-96)$$

Считая динамический диапазон изменения сообщения намного большим величины шага квантования, примем функцию плотности вероятности $p(x)$ на интервале интегрирования постоянной и равной своему значению для некоторого среднего уровня $p(x_c)$. Тогда

$$M(\delta x_i) = p(x_c) \int_{x_a}^{x_b} (x - x_i) dx = \frac{1}{2} p(x_c) [(x_b - x_i)^2 - (x_a - x_i)^2], \quad (I-97)$$

а

$$M(\delta x_i^2) = p(x_c) \int_{x_a}^{x_b} (x - x_i)^2 dx = \frac{1}{3} p(x_c) [(x_b - x_i)^3 - (x_a - x_i)^3], \quad (I-98)$$

где $x_c = \frac{x_b + x_a}{2}$.

Определим оптимальное положение уровня x_i относительно x_a и x_b , при котором среднеквадратичная ошибка будет минимальной. Приравняв нулю производную $\frac{\partial [M(\delta x_i^2)]}{\partial x_i}$, получим

$$(x_b - x_i)^2 = (x_a - x_i)^2$$

и определим положение уровня x_i , соответствующее минимуму ошибки

$$x_i = \frac{x_b + x_a}{2} = x_c. \quad (I-99)$$

Нетрудно заметить, что при этом (I-97) обращается в нуль, т. е. $M(\delta x_i) = 0$.

Полученный результат свидетельствует о том, что для обеспечения минимальной дисперсии уровень квантования x_i следует располагать

посередине шага квантования. В этом случае $x_a = x_i - \frac{\Delta x_i}{2}$, $x_b = x_i + \frac{\Delta x_i}{2}$, а дисперсия находится из (I-98) и равняется

$$M(\delta x_i^2) = \frac{1}{12} p(x_i) \Delta x_i^3. \quad (\text{I-100})$$

Дисперсию шума квантования D получим путем суммирования значений $M(\delta x_i^2)$ по всем уровням:

$$D = \sum_{i=1}^m M(\delta x_i^2) = \frac{1}{12} \sum_{i=1}^m p(x_i) \Delta x_i^3. \quad (\text{I-101})$$

В случае равномерного квантования, когда $\Delta x_1 = \Delta x_2 = \dots = \Delta x_m = \Delta x$, получаем

$$D = \frac{\Delta x^3}{12} \sum_{i=1}^m p(x_i) \Delta x. \quad (\text{I-102})$$

Считая, что значения сообщения ограничиваются динамическим диапазоном, можно записать $\sum_{i=1}^m p(x_i) \Delta x = 1$.

Окончательно для равномерного квантования

$$D = \frac{\Delta x^3}{12}. \quad (\text{I-103})$$

При выборе уровня, согласно (I-99), максимальная разность (при равномерном квантовании) между истинным значением сообщения и квантованным значением не превышает $\frac{\Delta x}{2}$. Среднеквадратичная ошибка квантования при этом составит $\sigma_x = \sqrt{D} = \frac{\Delta x}{2\sqrt{3}}$, т. е. будет меньше максимальной ошибки в $\sqrt{3}$ раз.

Из (I-100), (I-102) следует, что значение дисперсии шума квантования и среднеквадратичной ошибки зависит как от вида функции распределения плотности вероятности, так и от характера изменения шага квантования в пределах динамического диапазона сообщения (I-101). Из анализа (I-101) следует, что для уменьшения среднеквадратичной погрешности целесообразно для менее вероятных значений сообщений выбирать больший шаг квантования, уменьшая его для более вероятных значений. Квантование по уровню, обеспечивающее минимум дисперсии шума квантования, называют оптимальным квантованием по уровню. Условием оптимальности квантования является постоянство произведения $\Delta x_i \sqrt[3]{p(x_i)}$ в пределах динамического диапазона. Функциональная связь между функцией сообщения y и переменной x , образующей в интервале от 0 до $x_{\max}$ оптимальную шкалу квантования, определяется следующим образом [13]:

$$x(y) = \frac{x_{\max}}{S_1} \int_0^y \frac{dy}{\sqrt[3]{p(y)}}, \quad (\text{I-104})$$

где $S_1 = \int_0^{x_{\max}} \frac{dy}{\sqrt[3]{p(y)}}$; $p(y)$ — функция плотности вероятности сообщения $y(t)$.

Расчеты, проведенные с использованием (1-104), показали, что при использовании оптимального квантования непрерывных функций с нормальным законом распределения имеется возможность уменьшить дисперсию шума квантования по сравнению с равномерным законом в отдельных случаях более, чем в 3—4 раза. Аналогично показана возможность уменьшения дисперсии шума квантования и для других законов распределения. Возможны два способа оптимального квантования сообщений: непосредственный и с предварительным преобразованием динамического диапазона. При непосредственном способе устройство квантования на основании априорно известной функции распределения $p(x)$ выбирает величину шага квантования Δx_i в соответствии со значениями квантуемого сообщения. Такое устройство является достаточно сложным по своей структуре и выполняемым операциям. При квантовании с преобразованием динамического диапазона сообщение подается на нелинейный амплитудный преобразователь, обеспечивающий преобразование закона распределения в равновероятный (или близкий к нему). Устройство квантования оперирует с одинаковой величиной шага квантования для всех уровней. Амплитудная характеристика преобразователя определяется видом функции $p(y)$. Часто на практике используется логарифмическая характеристика нелинейного преобразования. Как показано в работе [12], использование такого преобразования позволяет уменьшить шум квантования без увеличения числа уровней. Заметим, что при сжатии динамического диапазона сообщения оказываются искаженными. Для устранения искажений сообщения подвергают обратному нелинейному преобразованию в соответствии с принятым ранее законом сжатия диапазона.

4. ОЦЕНКА КОЛИЧЕСТВА ИНФОРМАЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА

В большинстве систем отбора и передачи информации сообщения поступают к потребителю в сопровождении помех, подвергаясь при этом искажениям. Как отмечалось, погрешности, обусловленные несовершенством метода измерения, квантованием сообщения, также можно трактовать как некоторый шум. При наличии помех неопределенность в отношении переданного символа x_i или отсчетного значения сообщения $x_i(t_k)$ при получении символа y_i или отсчетного значения $y_i(t_k)$ не снимается полностью. В этом случае решение о том, какое сообщение было передано, может быть принято лишь с определенной степенью достоверности, так как утверждать, что принятое сообщение y есть переданное сообщение x , можно лишь с некоторой вероятностью $p(x/y)$.

Рассмотренный ранее пример показывает, что при большом уровне помех количество передаваемой информации уменьшается и может принять даже нулевое значение. В связи с этим рассмотрим основные источники помех и их влияние на информативность сообщений.

Источники помех. Характеристики помех

Помехи, накладывающиеся на полезный сигнал, равнообразны по своим физическим свойствам и происхождению. Например, в радиоканалах наиболее существенным видом помех являются атмосферные, обусловленные электрическими процессами в атмосфере. Энергия помех этого вида сосредоточена в основном в диапазоне длинных и средних волн. Сильные помехи создаются также промышленными установками. Это индустриальные помехи, возникающие вследствие резких изменений электрических режимов промышленного оборудования. К ним относятся помехи от электротранспорта, медицинских установок, систем зажигания двигателей. Для проводных каналов связи характерны импульсные помехи и прерывания, обусловленные различными причинами (в том числе ненадежностью аппаратуры коммутации). Следует отметить, что перечисленные помехи возникают независимо от передаваемого сигнала и проявляются в отсутствие последнего. Аналогично проявляются помехи, обусловленные различного рода флуктуациями, т. е. отклонениями различных физических величин от их средних значений. Отклонения носят случайный характер, поэтому флуктуационная помеха также является случайным процессом.

Существуют также помехи, происхождение которых связано с передачей сообщений. При отсутствии полезного сигнала такие помехи отсутствуют. Зависимые помехи появляются из-за несовершенства характеристик систем передачи информации и из-за изменяющихся условий распространения сигналов. В общем виде влияние помех $n(t)$ на передаваемый сигнал $x(t)$ можно выразить с помощью оператора Φ .

$$y(t) = \Phi[x(t), n(t)]. \quad (1-105)$$

Когда оператор Φ вырождается в сумму

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad (1-106)$$

то говорят об аддитивной помехе, если же оператор представляется в виде произведения

$$y(t) = \mu(t) x(t), \quad (1-107)$$

где $\mu(t)$ — случайный процесс, помеху называют мультипликативной.

В реальных условиях обычно существуют как аддитивные, так и мультипликативные помехи, поэтому

$$y(t) = \mu(t) x(t) + n(t). \quad (1-108)$$

Источники помех можно разделить на два вида:

1. Источники помех, находящиеся вне системы.
2. Источники помех, находящиеся в системе.

Вне системы находятся источники индустриальных и атмосферных помех. Принципиально имеется возможность полностью исключить влияние этих помех, поэтому в дальнейшем они не рассматриваются.

Основные ограничения обуславливаются помехами, возникающими внутри самой системы. Особое место среди таких помех занимает флуктуационная помеха, обусловленная дискретной природой электриче-

ского тока, тепловым движением молекул. Полностью устранить ее невозможно. Следует отметить, что сумма большого числа любых помех от различных источников имеет характер флуктуационной помехи. Спектральная плотность мощности флуктуационной помехи постоянна на всей частотной оси вплоть до самых высоких частот. Часто помеху называют шумом.

Различают два основных вида шума: тепловой и дробовый. Тепловой шум связан со случайным тепловым движением электронов в любом проводнике при температуре, превышающей абсолютный нуль. Причиной дробового шума являются статистические колебания числа электронов тока, текущего через электровакуумный или полупроводниковый прибор. Оценивая шумы количественно, обычно измеряют квадраты шумовых напряжений или токов. Эта величина характеризует мощность шума в предположении, что сопротивление нагрузки равно 1 Ом.

Средний квадрат напряжения теплового шума $\bar{U}_T^2$, возникающего на зажимах разомкнутой цепи, зависит от сопротивления этой цепи R и определяется

$$\bar{U}_T^2 = 4kT\Delta f R, \quad (I-109)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{град}}$ — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура сопротивления R ; Δf — полоса частот.

Заметим, что спектральная плотность мощности шума постоянна и равна $4kTR$ во всем диапазоне частот.

Дробовый шум возникает в результате случайных изменений числа носителей, образующих электрический ток. Так, при постоянстве среднего значения тока, текущего через электровакуумный прибор в отсутствие сигнала, число электронов, достигающих анода в равные промежутки времени, не остается постоянным. Аналогично число дырок, проникающих в базу из эмиттера, подвержено статистическим изменениям.

Шоттки показал, что при ограниченной температуре катода и токе через диод I_0 средний квадрат шумового тока в полосе частот Δf (в предположении малости времени пролета электрона по сравнению с периодом высшей частотной составляющей в полосе Δf) определится:

$$\bar{i}_{\text{др}}^2 = 2I_0 e \Delta f, \quad (I-110)$$

где e — заряд электрона.

Для режима пространственного заряда

$$\bar{i}_{\text{др}}^2 = 2I_0 e \Gamma^2 \Delta f, \quad (I-111)$$

где Γ^2 — коэффициент сглаживания, величина которого находится экспериментально ($0,01 \leq \Gamma^2 \leq 1$, обычно $\Gamma^2 \approx 0,1$).

Шумы ламп с сетками описываются аналогичными выражениями, учитывающими также явление перераспределения тока между электродами (шумы токораспределения). Учет дополнительных шумов производится соответствующим выбором коэффициента Γ^2 .

В качестве основных источников шума в транзисторах обычно называют флуктуации диффузии носителей от эмиттера к базе, случайные

колебания числа носителей, инжектированных в базу, тепловые шумы сопротивления базы. Первый источник шума обычно представляют в виде источника дробового шума со среднеквадратичным значением тока $2I_e \Delta f$, где I_e — постоянный ток эмиттера. Вторая составляющая шума аналогична шумам токораспределения в электровакуумных приборах.

Флуктуационные процессы являются стационарными случайными процессами с нормальным распределением. Функция плотности вероятности таких процессов определяется выражением типа (I-50):

$$p(n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}}, \quad (I-112)$$

где σ_n^2 — дисперсия, равная средней мощности помех P_n .

Рассматривая помеху как случайное сообщение, найдем энтропию отсчетного значения помехи по (I-53).

$$H(n) = \log \sigma_n \sqrt{2\pi e} = \log \sqrt{2\pi e P_n}. \quad (I-113)$$

Помеха, как и сигнал, может быть представлена совокупностью отсчетных значений или коэффициентов разложения. При этом обычно интервал разложения для сигнала и помехи выбирается одинаковым.

Зная закон распределения помехи, легко определить вероятность того, что уровень помехи примет значение, находящееся в заданных пределах. Используем интегральную функцию распределения $F(u_0)$, характеризующие вероятность нахождения нормированной случайной величины $u = \frac{n}{\sigma_n}$ в интервале значений от $-\infty$ до u_0 :

$$F(u_0) = P(u < u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} [1 + \Phi(u_0)], \quad (I-114)$$

где

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (I-115)$$

есть интеграл вероятности или функция Крампа.

Вероятность того, что уровень помехи примет значение, лежащее между u_1 и u_2 , определится согласно (I-114)

$$P(u_1 < u < u_2) = \int_{u_1}^{u_2} p(u) du = \frac{1}{2} [\Phi(u_2) - \Phi(u_1)]. \quad (I-116)$$

Вероятность превышения помехой некоторого уровня u_0 определится как вероятность ее нахождения в области между u_0 и ∞ . Подставив в (I-116) значения $u_1 = u_0$ и $u_2 = \infty$, получим

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [\Phi(\infty) - \Phi(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - \Phi(u_0)]. \quad (I-117)$$

Расчеты с использованием (I-117) показывают, что вероятность превышения порогового уровня u_0 быстро уменьшается с увеличением

u_0 . Так $P(u > 1) = 0,16$; $P(u > 2) = 0,023$; $P(u > 3) = 0,0013$; $P(u > 4) = 3,5 \cdot 10^{-5}$. Отсюда следует, что выбросы флуктуационной помехи выше уровня $4\sigma_n$ практически маловероятны.

В тех случаях, когда закон распределения помехи отличается от нормального, можно воспользоваться понятием энтропийной мощности помехи. Энтропийную мощность определяют как мощность нормального шума, равномерно распределенного в полосе частот (белого шума), который, имея ту же длительность и ширину спектра, что и реальная помеха, обладает той же энтропией, т. е., если $H(n)$ — энтропия помехи, то ее энтропийная мощность $P_{\text{энт}}$ определится с использованием (I-13)

$$P_{\text{энт}} = \frac{1}{2\pi e} e^{2H(n)}. \quad (\text{I-118})$$

Энтропийную мощность можно вычислить также для любого ансамбля непрерывных функций, если известна энтропия этого ансамбля.

Количество информации при наличии помех

В случае дискретных сообщений оценку количества получаемой информации при наличии помех можно произвести с использованием результатов, описанных на стр. 18. Если передаваемое количество информации равно $H(X)$, а принятое $H(Y)$, то условная энтропия $H(X/Y)$ представляет собой то количество информации, которое надо добавить к $H(Y)$, чтобы получить энтропию объединения X и Y , т. е. условная энтропия $H(X/Y)$ есть то количество информации, которое обеспечивает полное знание передаваемых сообщений X , если известно полученное количество информации $H(Y)$. В связи с этим $H(X/Y)$ можно назвать потерей информации, обусловленной действием помех на передаваемые сообщения. Таким образом, количество информации, которое содержится в принятой совокупности сообщений Y относительно переданной X , представляет собой разность между энтропией источника и потерями:

$$I(Y, X) = H(X) - H(X/Y).$$

При большом уровне помех сообщения X и Y становятся статистически независимыми, а условная энтропия $H(X/Y)$ приближается к безусловной. В этом случае

$$I(Y, X) = H(X) - H(X/Y) \approx 0 \quad (\text{I-119})$$

и сообщения Y не несут никакой информации об X .

Рассмотрим другие выражения для $I(Y, X)$. Как следует из (I-27): $H(X) + H(Y/X) = H(Y) + H(X/Y)$, откуда находим

$$H(X) - H(X/Y) = H(Y) - H(Y/X) = I(Y, X) = I(X, Y). \quad (\text{I-120})$$

Полученный результат свидетельствует о том, что количество информации в сообщениях Y относительно X равно количеству информации в сообщениях X относительно Y . Величины $I(Y, X)$ и $I(X, Y)$ называют полной взаимной информацией.

Если передаваемые сообщения и помехи полностью статистически независимы, то условная энтропия $H(Y/X)$ является добавочной энтропией, которую дает знание сообщений Y . Она обусловлена только помехами и поэтому

$$H(Y/X) = H(N), \quad (I-121)$$

где $H(N)$ — энтропия помех.

Таким образом, согласно (I-120)

$$I(Y, X) = H(Y) - H(N), \quad (I-122)$$

т. е. полученная информация равна разности между энтропией полученного сообщения и энтропией помех. Взаимную информацию можно определить, исключив из (I-120) условную энтропию, используя (I-27) $H(X/Y) = H(X, Y) - H(Y)$, после чего (I-119) преобразуется к виду:

$$I(Y, X) = H(X) + H(Y) - H(X, Y). \quad (I-123)$$

Подстановка в (I-123) выражений (I-25) и (I-26) позволит получить выражения для

$$I(Y, X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log \frac{p(x_i, y_j)}{p(x_i) p(y_j)}, \quad (I-124)$$

$$I(Y, X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log \frac{p(y_j/x_i)}{p(y_j)}, \quad (I-125)$$

$$I(Y, X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i, y_j) \log \frac{p(x_i/y_j)}{p(x_i)}. \quad (I-126)$$

Смысл полученных выражений заключается в том, что они определяют степень уменьшения неопределенности относительно сообщений X при получении сообщений Y , т. е. после приема Y наше знание об источнике X возрастает и круг возможных предположений относительно состояний источника X сужается.

Когда уровень помех невелик, сообщения X и Y связаны жесткой статистической зависимостью

$$p(x_i/y_j) \begin{cases} = 1 & \text{при } i = j \\ = 0 & \text{при } i \neq j, \end{cases}$$

условная энтропия $H(X/Y)$ равна нулю и потери информации отсутствуют, т. е. $I(Y, X) = H(X)$.

В случае непрерывных сообщений количество информации в принятом сообщении Y относительно переданного X можно определить как разность безусловной энтропии $H(X)$ и условной энтропии $H(X/Y)$. Условная энтропия, как и ранее, определит потери информации вследствие ослабления статистической связи между X и Y . С помощью метода, использованного при выводе (I-40), можно получить выражение для $I(Y, X)$, сходное с (I-124):

$$I(Y, X) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(x, y) \log \frac{p(x, y)}{p(x) p(y)} dx dy, \quad (I-127)$$

где $p(x, y)$ — функция совместной плотности вероятности.

В том случае, когда сообщения X и Y статистически независимы $p(x, y) = p(x) p(y)$, (I-127) обращается в нуль, т. е. количество взаимной информации в таких сообщениях будет равно нулю. Такое положение наблюдается при больших уровнях помех. Если сообщения X подвержены действию помех N , причем X и N статистически независимы, потери информации определяются только действием помех (I-122), т. е.

$$I(Y, X) = H(Y) - H(N).$$

Пусть длительность сообщения равна T_c , а передаваемые сообщения $x(t)$, помехи $n(t)$ и принятые сообщения $y(t)$ имеют ограниченный частотный спектр с верхней граничной частотой F_n . Для определения количества информации в принятом сообщении можно воспользоваться теоремой Котельникова, в соответствии с которой разобьем интервал времени T_c на равные отрезки величиной $\Delta t = \frac{1}{2F_n}$.

Значения функций $x(t)$, $n(t)$ и $y(t)$ в точках отсчета однозначно определяют непрерывные функции. Таким образом, непрерывные сообщения заменяем сообщениями, состоящими из дискретного числа элементов, с непрерывным распределением значений элементов. В соответствии с (I-122) для определения $I(Y, X)$ необходимо найти $H(Y)$ и $H(N)$. Значения $H(Y)$ и $H(N)$ могут быть найдены как энтропии объединений, в которые войдут все отсчетные значения сообщений $y(t_k)$ и шума $n(t_k)$ соответственно.

Энтропия помех, представляющих собой нормальный белый шум, будет максимальной (наибольшее мешающее действие помехи), а отсчетные значения помехи — статистически независимыми. В этом случае энтропия объединения будет равна сумме энтропий отсчетов:

$$H(N) = 2F_n T_c H(n), \quad (\text{I-128})$$

где $H(n)$ — энтропия шума для одного отсчетного значения. В соответствии с (I-54)

$$H(n) = \log \sqrt{2\pi e P_n} - \log \Delta x. \quad (\text{I-129})$$

Тогда

$$H(N) = 2F_n T_c [\log \sqrt{2\pi e P_n} - \log \Delta x]. \quad (\text{I-130})$$

Если считать отсчетные значения принятого сообщения $y(t)$ статистически независимыми, то энтропия

$$H(Y) = 2F_n T_c [H(y) - \log \Delta y]. \quad (\text{I-131})$$

Естественно предположить, что величины Δx и Δy одинаковы (т. е. погрешности квантования сообщений Δx и Δy равны). Количество полученной информации при этом

$$I(Y, X) = 2F_n T_c [H(y) - \log \sqrt{2\pi e P_n}]. \quad (\text{I-132})$$

Энтропия отсчетного значения сообщения Y является функцией закона распределения $p(y)$ и может быть легко определена для некоторых частных случаев. При этом следует заметить, что сообщения Y представляют композицию исходного сообщения X и шума N .

В случае, когда отсчетные значения $y(t_k)$ распределены по нормальному закону (распределение с максимальной энтропией, стр. 21),

$$I(Y, X) = 2F_b T_c [\log \sqrt{2\pi\sigma_y^2} - \log \sqrt{2\pi P_n}] \quad (I-133)$$

Поскольку ранее было принято, что распределение помехи является нормальным, дисперсию σ_y^2 можно определить

$$\sigma_y^2 = \sigma_x^2 + \sigma_n^2 \quad (I-134)$$

Подставив (I-134) в (I-133) и обозначив $\sigma_x^2 = P_c$, а $\sigma_n^2 = P_n$, где P_c и P_n — средняя мощность передаваемых сообщений и помех соответственно, получим

$$I(Y, X) = 2F_b T_c \log \sqrt{\frac{P_c + P_n}{P_n}} = F_b T_c \log \left(1 + \frac{P_c}{P_n}\right) \quad (I-135)$$

Полученное значение $I(Y, X)$ определяет максимальное количество информации, которое может содержаться в сообщениях Y относительно X , поскольку (I-135) получено для распределения, обладающего максимальной энтропией.

При других законах распределения можно воспользоваться понятием энтропийной мощности ансамбля. Так, для равномерного закона распределения $H(x) = \log(b - a)$, тогда

$$P_{\text{энт}}(x) = \frac{1}{2\pi e} e^{2\log(b-a)} = \frac{4P_{\text{пик}}}{2\pi e} \quad (I-136)$$

где $P_{\text{пик}} = \left(\frac{b-a}{2}\right)^2$.

Используя (I-136), получим оценочное выражение (для нормального шума):

$$I(X, Y) = F_b T_c \log \left(1 + \frac{2P_{\text{пик}}}{\pi e P_n}\right) \quad (I-137)$$

Полученные выражения (I-135) — (I-137) широко используются при решении вопросов передачи информации по каналам связи и определении таких характеристик, как скорость передачи информации и пропускная способность.

Контрольные вопросы и примеры

1. Дать определение понятия «информация». Назвать известные формы проявления информации.
2. В чем состоит различие между непрерывными и дискретными сообщениями?
3. Определить количество информации в сообщении, если известно максимально возможное количество сообщений.
4. Перечислите основные свойства логарифмической меры информации.
5. Дать определение энтропии. Пояснить основные свойства энтропии.
6. Дискретные источники информации X и Y характеризуются следующими статистическими схемами:

x_1	x_2
p_1	p_2

y_1	y_2	y_3	y_4
q_1	q_2	q_3	q_4

Определить, какой из источников характеризуется большей неопределенностью, если

$$p_1 = p_2, q_1 = q_2 = q_3 = q_4, \text{ а } \sum q_i = \sum p_i = 1.$$

7. Определить энтропию источника, характеризующегося следующей статистической схемой:

$a \begin{array}{ c c } \hline x_1 & x_2 \\ \hline \frac{1}{8} & \frac{7}{8} \\ \hline \end{array}$	$б \begin{array}{ c c } \hline x_1 & x_2 \\ \hline \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \hline \end{array}$	$в \begin{array}{ c c } \hline x_1 & x_2 \\ \hline \frac{3}{4} & \frac{1}{4} \\ \hline \end{array}$

Пояснить на этом примере свойство непрерывности энтропии.

8. Вероятность появления исхода A при проведении опыта равна p , вероятность не появления исхода A равна $q = 1 - p$. При каком значении p неопределенность результата будет наибольшей?

9. Определить энтропию следующих дискретных законов распределения:

$$a) \text{ биномиального } p(x_i = k) = \begin{cases} 0, & x_i < 0 \\ C_n^k p^k q^{n-k}, & 0 \leq x_i \leq n \\ 0, & n \leq x_i < \infty, \end{cases}$$

$$б) \text{ равномерного } p(x_i = k) = \begin{cases} 0, & x_i < 1 \\ \frac{1}{n}, & 1 \leq x_i \leq n, \end{cases}$$

$$в) \text{ геометрического } p(x_i = k) = \begin{cases} 0, & -\infty \leq x_i \leq 0 \\ p(1-p)^{k-1}, & 0 < x_i < \infty. \end{cases}$$

10. Записать соотношения между $H(X)$, $H(Y)$, $H(X, Y)$, $H(X/Y)$ и $H(Y/X)$ для случаев статистически зависимых и статистически независимых сообщений.

11. Доказать, что $H(X, Y) \leq H(X) + H(Y)$.

12. Вывести выражение для энтропии непрерывных сообщений.

13. Для непрерывной случайной величины x с ограниченной дисперсией σ_k^2 найти вид функции распределения, при котором энтропия (дифференциальная) максимальна.

14. Определить энтропию следующих непрерывных законов распределения:

$$a) \text{ равномерного } p(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 0, & x < a; x > b, \end{cases}$$

$$б) \text{ нормального } p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}},$$

$$в) \text{ Коши } p(x) = \frac{1}{\pi} \frac{a}{a^2 + x^2},$$

г) заданного функцией плотности вероятности

$$p(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 0 \\ x^2, & 0 \leq x \leq 1. \\ 1, & 1 < x \end{cases}$$

15. В линии связи передаются сигналы переменной амплитуды, характеризующиеся нормальным распределением амплитуд, нулевым средним значением ($m = 0$) и мощностью на сопротивлении 1 Ом, равной 10 Вт. Определить энтропию сигнала, если точность измерения амплитуды $\Delta x = 0,1$ В.

16. Частота частотномодулированного сигнала принимает значения в пределах от $f_n = 20$ МГц до $f_b = 50$ МГц с равной вероятностью. Определить энтропию сигнала, если значения частоты определяются с точностью до 5 кГц.
17. Дать краткую характеристику критериям отсчетов, используемым при дискретизации непрерывных сообщений.
18. Сформулировать теорему Котельникова. Какие ограничения введены при ее выводе?
19. Нарисовать график функции отсчетов. Перечислить ее основные свойства.
20. Как осуществляется восстановление непрерывного сообщения по его дискретным отсчетам? От каких факторов зависит ошибка восстановления непрерывного сообщения?
21. Используя (1-80), найти зависимость ошибки восстановления непрерывного экспоненциального сигнала $x(t) = A_0 e^{-\alpha t}$ при $t > 0$ по дискретным отсчетам, взятым в соответствии с теоремой Котельникова, от частоты ω_b , ограничивающей спектр сигнала.
22. Определить число отсчетов в 1 с, необходимое для восстановления экспоненциального сигнала $x(t) = A_0 e^{-\alpha t}$ при $t > 0$ с погрешностью 1% для случая $\alpha = 1 \text{ с}^{-1}$:
а) при восстановлении сигнала рядом Котельникова,
б) при восстановлении сигнала с использованием аппроксимирующих полиномов нулевого и первого порядка.
Сравнить полученные результаты.
23. Найти зависимость между погрешностью восстановления непрерывного сигнала с использованием полинома первой степени и интервалом дискретизации Δt .
24. Пояснить сущность адаптивной дискретизации.
25. Что такое шум квантования?
26. Назвать способы оптимального квантования.
27. Пояснить различие между аддитивной и мультипликативной помехой.
28. Привести основные характеристики флуктуационной помехи.
29. Помеха на входе порогового устройства представляет собой белый шум со среднеквадратичным значением σ_n . Определить величину порога, при котором вероятность появления помех на выходе порогового устройства не превышает 10^{-5} .
30. Определить энтропийную мощность равномерного распределения; распределения Коши.

Глава II

УСТРОЙСТВА ОТБОРА ИНФОРМАЦИИ

1. ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ ОТБОРА

Эффективное решение задач управления, контроля и измерения возможно при достаточном количестве информации, отражающей существенные и представленные характеристики контролируемого объекта или процесса. Эта информация проявляется в виде изменений различных параметров, которые могут иметь любую физическую природу. Устройства отбора информации воспринимают контролируемые параметры и измеряют их величины, вырабатывают сообщения в виде, удобном для дальнейшего использования в системе управления (контроля, обработки данных). Обычно преобразование сообщений различной природы осуществляется с помощью первичных преобразователей (датчиков), вырабатывающих электрический сигнал, пропорциональный величине преобразуемого параметра. Количество получаемой об объекте информации зависит от метрологических характеристик устройства отбора, степени достоверности результатов проводимых измере-

ний, вида помех и характера их воздействия. Одним из основных факторов, ограничивающих количество получаемых сведений, является погрешность восприятия и измерения контролируемых параметров. Из-за наличия погрешности неопределенность сохраняется и после измерения, которое в самом общем случае заключается в сравнении измеряемой величины со шкалой возможных значений этой величины и выборе одного из множества интервалов этой шкалы.

До восприятия и измерения область неопределенности распространяется на все интервалы шкалы, т. е. на всю область возможного изменения контролируемого параметра. После измерения область неопределенности уменьшается до величины одного интервала, что характеризует факт получения информации. Оценим количество получаемой информации, используя ряд соотношений, полученных в гл. I.

Количество информации при измерении. Энтропийная оценка погрешности

Количество информации в сообщениях Y , получаемых от первичного преобразователя, относительно исходных параметров X определяется выражением:

$$I(Y, X) = H(X) - H(X/Y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(y_j) p(x_i/y_j) \log \frac{p(x_i/y_j)}{p(x_i)}. \quad (\text{II-1})$$

Приведенное выражение может быть преобразовано, если учесть, что $p(x_i) p(y_j/x_i) = p(y_j) p(x_i/y_j)$ к виду

$$I(X, Y) = I(Y, X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log \frac{p(y_j/x_i)}{p(y_j)}. \quad (\text{II-2})$$

Входящую в (II-2) величину $p(y_j)$ можно выразить через величины $p(x_i)$ и $p(y_j/x_i)$, используя известное в теории вероятностей соотношение

$$p(y_j) = \sum_{i=1}^m p(y_j/x_i) p(x_i). \quad (\text{II-3})$$

Подставив (II-3) в (II-2), получим окончательное выражение, определяющее при измерении количество информации

$$I(Y, X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log \frac{p(y_j/x_i)}{\sum_{i=1}^m p(y_j/x_i) p(x_i)}. \quad (\text{II-4})$$

В большинстве случаев контролируемый параметр является непрерывной величиной и закон распределения контролируемого параметра задается с помощью функции плотности вероятности $p(x)$.

Определение величин, входящих в (II-4), в этом случае не представляет затруднений. Вероятность того, что величина $x(t)$ примет

значение, лежащее внутри некоторого интервала с номером i , определяется выражением:

$$p(x_i) = \int_{l_{i-1}}^{l_i} p(x) dx, \quad (II-5)$$

где l_i и l_{i-1} — соответственно верхняя и нижняя границы интервала. Аналогично можно определить $p(y/x_i)$, если считать заданной функцию распределения $p(y/x_i)$. В этом случае

$$p(y/x_i) = \int_{l_{j-1}}^{l_j} p(y/x_i) dy, \quad (II-6)$$

здесь индекс j присваивается значениям y , а l_j и l_{j-1} также определяют границы интервала. Подставим (II-5) и (II-6) в (II-4) и получим

$$I(Y, X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \int_{l_{j-1}}^{l_j} p(y/x_i) dy \int_{l_{i-1}}^{l_i} p(x) dx \log \frac{\int_{l_{j-1}}^{l_j} p(y/x_i) dy}{\sum_{i=1}^m \int_{l_{j-1}}^{l_j} p(y/x_i) dy \int_{l_{i-1}}^{l_i} p(x) dx}. \quad (II-7)$$

Следует отметить, что сообщения Y являются функцией двух случайных величин: измеряемой величины x и погрешности z . Функции распределения $p(y/x_i)$ представляют собой законы распределения при совместном действии измеряемой величины x в пределах i -го интервала и погрешности z . Каждая из таких композиций может иметь место с вероятностью $p(x_i)$.

Определение количества информации, получаемого в процессе измерения, связано с построением композиций законов распределения случайных величин x и z . В реальных условиях взаимодействие величин x и z таково, что имеется возможность определить результирующий закон распределения. Обычно предполагают, что x и z независимы и аддитивны, т. е. $y = x + z$. Кроме того, класс рассматриваемых на практике законов распределения погрешностей и измеряемых величин ограничивается двумя законами: равномерным и нормальным. Равномерный закон распределения представляет интерес потому, что погрешность, распределенная по этому закону, приводит к наибольшей потере получаемой информации, оказывает на информацию наиболее разрушительное действие. Нормальный закон является наиболее распространенным, поскольку погрешности, возникающие под влиянием многих различных факторов, распределены по нормальному закону. В тех случаях, когда измеряемая величина и погрешность характеризуются законами распределения, отличающимися от рассматриваемых, получаемые результаты можно использовать в качестве приближенных оценок.

Рассмотрим случай, когда измеряемая величина x и погрешность z характеризуются равномерным законом распределения. Пусть

$$p(x) = \frac{1}{L}, \quad (\text{II-8})$$

где $L = x_{\max} - x_{\min}$, а

$$p(z) = \frac{1}{\gamma}, \quad (\text{II-9})$$

где $\gamma = z_{\max} - z_{\min}$. Входящие в (II-8) и (II-9) величины $x_{\max}$, $x_{\min}$, $z_{\max}$, $z_{\min}$ определяют максимальными и минимальными значениями

измеряемой величины и погрешности соответственно. Графически законы распределения $p(x)$ и $p(z)$, а также закон распределения $p(y)$, представляющий собой композицию законов $p(x)$ и $p(z)$, приведены на рис. 16. Используя (II-1), определим

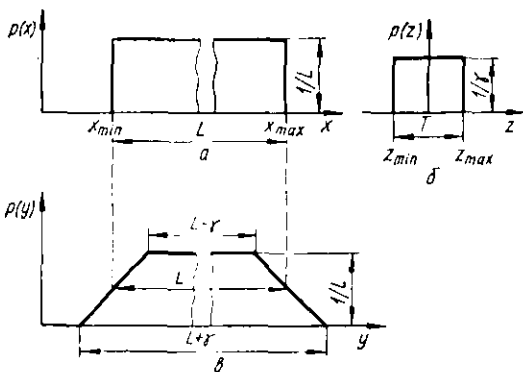


Рис. 16. Композиция законов распределения
а, б, —исходные законы; в — композиция.

$$H(X) = - \sum_{i=1}^m p(x_i) \log p(x_i),$$

вводя величину интервала $\Delta = l_i - l_{i-1}$.

Тогда $p(x_i) = \frac{\Delta}{L}$ и безусловная энтропия $H(X)$ определится как

$$H(X) = - \sum_{i=1}^{L/\Delta} \frac{\Delta}{L} \log \frac{\Delta}{L} = \log \frac{L}{\Delta}. \quad (\text{II-10})$$

Для условной энтропии $H(X/Y)$ получим

$$H(X/Y) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log \frac{p(x_i) p(y_j/x_i)}{p(y_j)}. \quad (\text{II-11})$$

С учетом (II-3) (II-11) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} H(X/Y) &= - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log \frac{p(x_i) p(y_j/x_i)}{\sum_{i=1}^m p(y_j/x_i) p(x_i)} = \\ &= - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n p(x_i) p(y_j/x_i) \log \frac{p(y_j/x_i)}{\sum_{i=1}^m p(y_j/x_i)}. \end{aligned} \quad (\text{II-12})$$

В данном случае $p(x_i) = \text{const} = \frac{\Delta}{L}$. Уточняя пределы в суммах, получаем исходную формулу:

$$H(X/Y) = \frac{\Delta}{L} \sum_{i=1}^{L/\Delta} \sum_{j=1}^N p(y_j/x_i) \log \frac{p(y_j/x_i)}{\sum_{i=1}^{L/\Delta} p(y_j/x_i)}. \quad (\text{II-13})$$

где $N = \left\lceil \frac{L + \gamma}{\Delta} \right\rceil$ — округленное до ближайшего целого числа значение частного, стоящего в квадратных скобках.

Выражение (II-13) определяет потери информации, обусловленные влиянием погрешности измерения.

Значения $p(y_j/x_i)$ находятся с учетом результирующего закона распределения $p(y)$ (рис. 16). Точная оценка величины $H(X/Y)$ для рассматриваемого случая, согласно [14], может быть представлена выражением:

$$H(X/Y) = - \left[\sum_{i=1}^{L/\Delta} p(y_j/x_i) \log p(y_j/x_i) - \right. \\ \left. - 2 \frac{\Delta}{L} \sum_{i=1}^{L/\Delta} \sum_{j=1}^{\gamma/\Delta} p(y_j/x_i) \log \sum_{i=1}^{L/\Delta} p(y_j/x_i) \right]. \quad (\text{II-14})$$

Для случая $L \gg \gamma + \Delta$ можно дать более простые оценки потерь информации. Полагая малым второе слагаемое в (II-14), получим выражение для верхней оценки условной энтропии $\bar{H}(X/Y)$:

$$H(X/Y) \leq \bar{H}(X/Y) = \sum_{i=1}^{L/\Delta} p(y_j/x_i) \log p(y_j/x_i). \quad (\text{II-15})$$

В полученной сумме количество слагаемых, имеющих вероятности $p(y_j/x_i) \neq 0$, равняется $d + 1$, где d — округленное до ближайшего целого числа частное γ/Δ . Тогда

$$\bar{H}(X/Y) = - \sum_{i=1}^{d+1} p(y_j/x_i) \log p(y_j/x_i). \quad (\text{II-16})$$

Нижняя оценка для условной энтропии $\underline{H}(X/Y)$ определяется выражением [14]:

$$H(X/Y) > \underline{H}(X/Y) = - \left[\sum_{i=1}^{L/\Delta} p(y_j/x_i) \log p(y_j/x_i) + \frac{\gamma}{L} \log 2 \right] = \\ = \bar{H}(X/Y) - \frac{\gamma}{L} \log 2. \quad (\text{II-17})$$

Таким образом, в зависимости от поставленной задачи вычисление условной энтропии можно производить либо по точной формуле (II-14), либо пользоваться оценочными выражениями (II-16) или (II-17). Конкретное значение величины $H(X/Y)$ определяется с учетом величины отношения $k = \Delta/\gamma$ и для случаев малых величин k верхнюю оценку $\bar{H}(X/Y)$ можно найти по формуле:

$$\bar{H}(X/Y) = \log \frac{2^{\frac{\Delta}{\gamma}}}{\frac{\Delta}{\gamma}} = \frac{\Delta}{\gamma} \log 2 - \log \frac{\Delta}{\gamma}. \quad (\text{II-18})$$

Характер зависимости $\bar{H}(X/Y)$ от k иллюстрируется рис. 17 [14]. Как видно из рис. 17, при уменьшении k потери информации резко

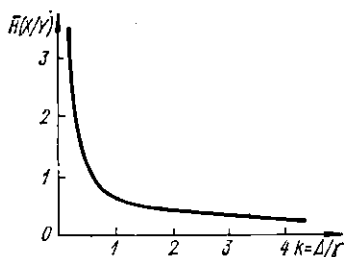


Рис. 17. Зависимость $\bar{H}(X/Y) = I\left(\frac{\Delta}{\gamma}\right)$.

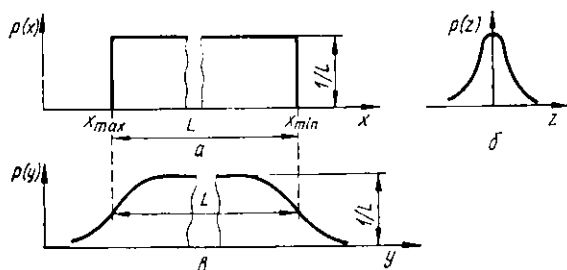


Рис. 18. Композиция законов распределения: а, б — исходные законы; в — композиция.

возрастают, поскольку $k = \frac{\Delta}{\gamma}$, и расширяется зона неопределенности за счет погрешности. Увеличение же k сверх некоторого значения уже не приводит к ощутимому снижению потерь информации.

Таким образом, количество информации, получаемой при измерении, можно найти, пользуясь результатами, полученными в виде выражений (II-10), (II-14), (II-15) и (II-17)

$$I(Y, X) = \log \frac{L}{\Delta} - H(X/Y).$$

Минимальное количество информации находим, пользуясь верхней оценкой $\bar{H}(X/Y)$

$$\begin{aligned} I(Y, X) &= \log \frac{L}{\Delta} - \bar{H}(X/Y) = \log \frac{L}{\Delta} - \log \frac{2^{\Delta/\gamma}}{\Delta/\gamma} = \\ &= \log \frac{L}{\Delta} - \frac{\Delta}{\gamma} \log 2 - \log \frac{\gamma}{\Delta}. \end{aligned} \quad (\text{II-19})$$

Максимальное количество информации $\bar{I}(Y, X)$ находим, используя выражение для нижней оценки $\underline{H}(X/Y)$ (II-17),

$$\begin{aligned} \bar{I}(Y, X) &= \log \frac{L}{\Delta} - \underline{H}(X/Y) = \log \frac{L}{\Delta} - \frac{\Delta}{\gamma} \log 2 + \frac{\gamma}{L} \log 2 - \\ &- \log \frac{\gamma}{\Delta} = \log \frac{L}{\Delta} + \left(\frac{\gamma}{L} - \frac{\Delta}{\gamma} \right) \log 2 - \log \frac{\gamma}{\Delta}. \end{aligned} \quad (\text{II-20})$$

При измерении информации в двоичных единицах выражения (II-19) и (II-20) приводятся к виду

$$\bar{I}(Y, X) = \log_2 \frac{L}{\Delta} + \frac{\gamma}{L} - \frac{\Delta}{\gamma} - \log_2 \frac{\gamma}{\Delta}, \quad (\text{II-21})$$

$$\underline{I}(Y, X) = \log_2 \frac{L}{\Delta} - \frac{\Delta}{\gamma} - \log_2 \frac{\gamma}{\Delta} \text{ [бит]}. \quad (\text{II-22})$$

При малых k слагаемым $\frac{\Delta}{\gamma}$ можно пренебречь по сравнению с $\log_2 \frac{\gamma}{\Delta} = \log_2 \frac{1}{k}$. В этом случае

$$\bar{I}(Y, X) = \log_2 \frac{L}{\Delta} + \frac{\gamma}{L} - \log_2 \frac{\gamma}{\Delta}, \quad (\text{II-23})$$

$$\underline{I}(Y, X) = \log_2 \frac{L}{\Delta} - \log_2 \frac{\gamma}{\Delta}. \quad (\text{II-24})$$

Рассмотрим теперь случай, когда измеряемая величина x распределена по равномерному закону, а погрешность z по нормальному закону. Этот случай представляет интерес, поскольку обычно погрешность складывается из большого числа независимых случайных величин, ни одна из которых не является преобладающей. В этом случае, как и ранее, количество получаемой информации

$$I(Y, X) = \log \frac{L}{\Delta} - H(X/Y).$$

Определение потерь информации при измерении сводится к нахождению условной энтропии. Для определения $H(X/Y)$ необходимо знать закон распределения суммы x и z , т. е. композицию двух законов распределения — равномерного и нормального. Аналитическое выражение для композиции двух законов находится следующим образом:

$$p(y) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x) p(z) dx, \text{ при } z = y - x, \quad (\text{II-25})$$

где $p(x) = \frac{1}{L}$ — функция плотности вероятности величины x ;

$p(z)$ — функция плотности вероятности погрешности z , для нормального закона $p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}$;

σ^2 — дисперсия величины z .

Приняв $z = y - x$, получим:

$$p(y) = \frac{1}{L} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma^2}} dx = \frac{1}{2L} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{x_{\max} - y}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{y - x_{\min}}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right] = \frac{1}{2L} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{x_{\max} - y}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{x_{\min} - y}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right], \quad (\text{II-26})$$

где $\operatorname{erf}(t)$ — табулированная функция. График функции плотности вероятности $p(y)$ представлен на рис. 18. Вторая композиция, необходимая для вычисления условной энтропии, является композицией закона распределения величины x в пределах одного интервала Δ с законом распределения погрешности z

$$p(y/x_i) = \frac{1}{2\Delta} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{\Delta - 2y}{2\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{2y - \Delta}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right]. \quad (\text{II-27})$$

Вычисление количества информации проводится с учетом верхней оценки условной энтропии

$$H(X/Y) < \bar{H}(X/Y) = - \sum_{i=1}^{L/\Delta} p(y_i/x_i) \log p(y_i/x_i),$$

которая для рассматриваемого случая может быть представлена выражением [14]:

$$\bar{H}(X/Y) \approx -2 \log \frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2\pi}} \sum_{i=1}^{\infty} p(z_i) + 2 \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^{\infty} z_i^2 p(z_i). \quad (\text{II-28})$$

Учитывая, что $2 \sum_{i=1}^{\infty} p(z_i) = 1$, а $2 \sum_{i=1}^{\infty} z_i^2 p(z_i) = \sigma^2$, получим для $\bar{H}(X/Y)$:

$$\bar{H}(X/Y) = -\log \frac{\Delta}{\sigma \sqrt{2\pi}} + \frac{1}{2} = \log \frac{\sqrt{2\pi} \sigma}{\Delta} + \frac{1}{2}. \quad (\text{II-29})$$

При измерении количества информации в натуральных единицах

$$\bar{H}(X/Y) = \ln \frac{\sqrt{2\pi e} \sigma}{\Delta}. \quad (\text{II-30})$$

Полученный результат представляет собой выражение для энтропии нормального распределения, т. е. потеря информации определится энтропией помехи, в роли которой выступает погрешность измерения. Характер зависимости $\bar{H}(X/Y)$ от $k = \frac{\Delta}{\sigma}$ иллюстрируется рис. 19. Здесь, как и на рис. 17, потери информации резко возрастают при малых k .

Количество информации, получаемой при измерениях, в этом случае

$$I(Y, X) = \ln \frac{L}{\Delta} - \ln \frac{\sqrt{2\pi e} \sigma}{\Delta}. \quad (\text{II-31})$$

Сравним результаты, полученные для двух рассмотренных случаев при малых k (что соответствует условиям $\gamma \gg \Delta$ и $\sigma \gg \Delta$ соответственно для равномерного и нормального распределения погрешности), считая Δ одинаковыми в обоих случаях.

Для малых значений k потери информации в натуральных единицах определяются из (II-24) и (II-31). Вводя соответствующие индексы, получим:

$$\bar{H}_p(X/Y) \approx \ln \frac{\gamma}{\Delta} = \ln \frac{1}{k_p}, \quad (\text{II-32})$$

$$\bar{H}_n(X/Y) = \ln \frac{\sqrt{2\pi e} \sigma}{\Delta} = \ln \frac{\sqrt{2\pi e}}{k_n}. \quad (\text{II-33})$$

При условии, что потери информации в обоих случаях одинаковы, получим $\frac{1}{k_p} = \frac{\sqrt{2\pi e}}{k_n}$ или

$$k_n = k_p \sqrt{2\pi e}, \quad \gamma = \sqrt{2\pi e} \sigma. \quad (\text{II-34})$$

Из (II-32) и (II-33) следует, что при одинаковых величинах k погрешности с нормальным законом распределения обуславливают большую потерю информации, чем погрешности, распределенные по равномерному закону. Разность при этом составляет (для $k_p = k_n$):

$$\bar{H}_n(X/Y) - \bar{H}_p(X/Y) = \ln \sqrt{2\pi e} \approx 1,42 \text{ натуральных единиц.}$$

Анализ (II-32) и (II-33) показывает, что дезинформационное действие погрешности определяется только ее энтропией. С информационной точки зрения при неограниченном распределении погрешности (нормальное распределение) и резко ограниченном равномерном распределении может быть получено одинаковое количество информации при условии, что $\gamma = \sqrt{2\pi e} \sigma$, т. е. в этом случае эффективный

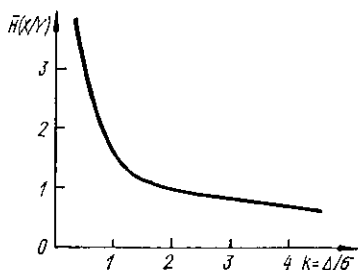


Рис. 19. Зависимость $\bar{H}(X/Y) = I\left(\frac{\Delta}{\sigma}\right)$

интервал неопределенности, обусловленный погрешностью с пологой кривой распределения, эквивалентен по вносимой им дезинформации интервалу неопределенности, вызываемому равномерной и резко ограниченной полосой погрешностей.

В работе [15] предложено ввести понятие энтропийного значения погрешности, определив его как значение погрешности с равномерным законом распределения, которое вносит такое же дезинформационное

действие, что и погрешность с данным законом распределения вероятностей. Согласно определению, условием эквивалентности двух распределений погрешности является равенство потерь информации, вызванных их действием. В качестве эталонной выбрана погрешность с равномерным законом распределения. Энтропия такого распределения согласно (I-55) и (II-32)

$$H_p = \ln \frac{\gamma}{\Delta} = \ln \gamma - \ln \Delta.$$

Энтропия произвольного распределения определится, согласно (I-40), как сумма дифференциальной энтропии $H_{пр}$ и постоянной величины. Условие эквивалентности

$$\ln \gamma = H_{пр}. \quad (\text{II-35})$$

Обозначив $\gamma = 2\delta$, где δ — погрешность измерения, получим $\ln 2\delta = H_{пр}$ и определим энтропийное значение погрешности измерения для произвольного распределения погрешности как половину эквивалентного интервала неопределенности:

$$\delta = \pm \frac{1}{2} e^{H_{пр}}. \quad (\text{II-36})$$

Такой подход позволяет заменить любую погрешность с произвольным законом распределения погрешностью с резко ограниченным равномерным законом.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что погрешности с одним и тем же среднеквадратическим значением σ , но с разными законами распределения вероятностей будут оказывать различное дезинформационное действие. Связь между значением среднеквадратической погрешности и энтропийной погрешностью устанавливается с помощью энтропийного коэффициента K , который определяется отношением энтропийной погрешности δ к значению среднеквадратической погрешности и является характеристикой данного закона распределения.

Максимальное значение энтропийного коэффициента имеет нормальный закон

$$K_n = \frac{\sqrt{2\pi e} \sigma}{2\sigma} = \sqrt{\frac{\pi e}{2}} \approx 2,07.$$

Для равномерного закона среднеквадратическое значение погрешности $\sigma = \delta \sqrt{3}$, откуда $K_p = \sqrt{3} \approx 1,73$.

Энтропийный коэффициент является характеристикой закона распределения. Зависимость энтропийного коэффициента от вида закона распределения исследована в работе [15], где приведены числовые значения K для различных законов.

Несмотря на то, что результаты данного раздела получены при рассмотрении процесса измерения, они могут быть использованы при информационных оценках процедуры первичного восприятия информации. В этом случае в качестве погрешности следует рассматривать погрешность первичного преобразователя информации — датчика. Выражения (II-23), (II-24) и (II-31), как и ранее, определяют количество получаемой информации, а условие (II-35) — величину энтропийной погрешности первичного преобразователя.

Понятие об информационной способности устройств отбора и скорости получения информации

Для оценки процессов измерения и технических средств целесообразно ввести понятие эквивалентного числа делений. Согласно [14] эквивалентным числом делений (числом различных уровней) называют число делений некоторого измерительного прибора, не имеющего погрешности и позволяющего получать при равномерном распределении измеряемой величины такое же количество информации, как и данный прибор. В соответствии с приведенным определением

$$I(Y, X) = \log N_s = \log \frac{L}{\Delta} = H(X/Y). \quad (\text{II-37})$$

При использовании верхней оценки условной энтропии

$$N_s \approx N e^{-H(X/Y)}, \quad (\text{II-38})$$

где $N = \frac{L}{\Delta}$.

Эквивалентное число делений является обобщенной характеристикой, учитывающей статистические особенности измеряемой величины и погрешности, а также величину интервала квантования.

Полученное количество информации всегда будет определяться величиной $I(Y, X) = \log N_s$. Поэтому это эквивалентное число различных интервалов, определяющее количество информации, получаемой от устройства отбора, называют его информационной способностью.

Для рассмотренных распределений измеряемой величины и погрешности информационную способность можно найти, используя (II-32) и (II-33):

$$N_s \approx N k_p = \frac{L}{\gamma}, \quad (\text{II-39})$$

$$N_s \approx N \frac{k_n}{\sqrt{2\pi e}} = \frac{L}{\sqrt{2\pi e} \sigma} \quad (\text{II-40})$$

для равномерного и нормального законов распределения погрешности.

Скорость получения информации характеризует динамические свойства устройств отбора. Ее можно определить как количество информации, получаемое в единицу времени. Используя эту характеристику, можно сравнивать между собой различные устройства независимо от их конструктивных особенностей и принципов построения.

Вычислить скорость получения информации можно по формуле:

$$V = \frac{I(Y, X)}{\bar{T}} = \frac{\sum_{j=1}^n p(y_j) I(y_j, X)}{\sum_{j=1}^n p(y_j) \tau_j}, \quad (\text{II-41})$$

где $\bar{T}$ — среднее время, необходимое для получения одного результата измерения;

$I(Y, X)$ — количество информации, усредненное по совокупности всех возможных результатов;

τ_j — интервал времени, необходимый для получения j -го результата.

Для оценки скорости получения информации можно воспользоваться также формулой

$$V = \sum_{j=1}^n p(y_j) \frac{I(y_j, X)}{\tau_j}. \quad (\text{II-42})$$

Максимальное значение скорости V , реализуемое с помощью данного устройства, определит его информационную пропускную способность. Для того чтобы приблизить скорость получения информации к пропускной способности, необходимо выполнить следующие условия: измерения должны производиться через такой интервал времени, по истечению которого их можно было бы считать независимыми; для обеспечения максимума скорости необходимо, чтобы закон распределения вероятностей измеряемой величины был оптимальным по отношению к используемому методу измерения.

Комплексный датчик информации. Основные характеристики комплексного датчика

Для управления сложным процессом или объектом необходимо располагать данными о некотором количестве его параметров. Поскольку обычно это количество больше единицы, в устройство отбора информации входит ряд первичных преобразователей информации, обеспечивающих первичное восприятие и измерение величин отдельных параметров автоматически, без участия человека. Сообщения, вырабатываемые различными первичными преобразователями, имеют разные характеристики (динамический диапазон, ширину частотного спектра), поскольку отображают различные контролируемые параметры. Обычно первичные датчики преобразуют наблюдаемые физические величины (например температура, давление, скорость, координаты объекта) в электрические параметры (большой частью напряжение или ток),

пропорциональные преобразуемым физическим величинам. Поэтому совокупность выходных параметров датчиков пропорциональна совокупности состояний наблюдаемых физических величин. Совокупность некоторого количества первичных преобразователей информации образует комплексный датчик. В состав устройства отбора могут входить коммутирующие устройства, поочередно подключающие отдельные преобразователи комплексного датчика к устройствам передачи информации или устройствам преобразования информации к виду, удобному для передачи по каналам связи. Будем считать, что первичные преобразователи вырабатывают сообщения конечной длительности с ограниченным частотным спектром. Общее количество первичных преобразователей обозначим через l .

Количество информации, получаемое от одного первичного преобразователя, может быть найдено по (II-7) или с помощью более общего выражения (II-1). Если сообщения различных первичных датчиков статистически независимы, общее количество информации, получаемое комплексным датчиком, определится следующим образом:

$$I_{\Sigma} = I_1 + I_2 + \dots + I_l = \sum_{k=1}^l I_k \quad (\text{II-43})$$

При известных законах распределения наблюдаемых физических величин и погрешностей первичных преобразователей отдельные слагаемые выражения (II-43) определяются по (II-23), (II-24), (II-31). В качестве верхней предельной оценки I_{Σ} (для одного измерения) можно использовать сумму энтропий отдельных датчиков информации.

Если имеется статистическая зависимость между наблюдаемыми параметрами, то это обуславливает статистическую зависимость между сообщениями отдельных первичных датчиков, в результате чего количество получаемой информации уменьшается. В этом случае необходим учет статистических связей между сообщениями. Количество информации, получаемое от одного датчика, можно определить, используя понятие информационной способности (эквивалентного числа делений). При таком определении количество информации на один отсчет первичного датчика с номером k определится по формуле

$$I_k = \log N_{\text{э}k}, \quad (\text{II-44})$$

где $N_{\text{э}k}$ — эквивалентное число делений k -го первичного преобразователя. При подстановке (II-44) в (II-43) получим

$$I_{\Sigma} = \sum_{k=1}^l \log N_{\text{э}k}. \quad (\text{II-45})$$

Эквивалентное число делений является характеристикой точности первичного преобразователя. Если определить класс точности ϵ_k как отношение [16]

$$\epsilon_k = \frac{100}{N_{\text{э}k}}, \quad (\text{II-46})$$

то (II-45) преобразуется к виду

$$I_{\Sigma} = \log \left(\frac{100}{\varepsilon_1} \cdot \frac{100}{\varepsilon_2} \cdot \dots \cdot \frac{100}{\varepsilon_l} \right) = \log \frac{100^l}{\prod_{k=1}^l \varepsilon_k}. \quad (\text{II-47})$$

Комплексный датчик можно характеризовать эквивалентным классом точности, определяемым как среднее геометрическое классов точности первичных датчиков

$$\varepsilon_3 = \sqrt[l]{\prod_{k=1}^l \varepsilon_k}. \quad (\text{II-48})$$

Количество информации, получаемое с помощью комплексного датчика, определится:

$$I_{\Sigma} = \log \frac{100^l}{\varepsilon_3^l} = l \log \frac{100}{\varepsilon_3}. \quad (\text{II-49})$$

С увеличением сложности устройства отбора информации (увеличение количества датчиков) и повышением точности его отдельных элементов количество получаемой информации увеличивается.

Необходимая частота обращения к комплексному датчику (частота получения информации) определяется характером наблюдаемых процессов и описывающих их параметров. Сообщения о ходе быстропротекающих процессов характеризуются значительной шириной спектра и большими скоростями изменения. Инерционные процессы, связанные, например, с движением значительных масс вещества, будут характеризоваться более «медленными» сообщениями. Поскольку в состав комплексного датчика могут входить различные первичные преобразователи, сообщения которых могут отличаться шириной спектра, наиболее рациональным следует считать такой выбор частоты опроса, при которой значения всех сообщений были бы статистически независимыми. Реально этого достичь не удастся и поэтому частоту опроса $f_{\text{опр}}$ комплексного датчика выбирают, исходя из частотного спектра самого «быстрого» сообщения по теореме Котельникова:

$$f_{\text{опр}} = \frac{1}{\Delta t} = 2F_{\text{в max}}, \quad (\text{II-50})$$

где $F_{\text{в max}}$ — наибольшая верхняя граничная частота.

Очевидно, что полученные при такой частоте опроса значения наблюдаемых параметров будут статистически зависимыми и количество информации, получаемое от комплексного датчика в единицу времени, не будет прямо пропорционально числу опросов

$$V_{\Sigma} = \frac{I_{\Sigma}}{T} \leq 2F_{\text{в max}} l \log \frac{100}{\varepsilon_3}. \quad (\text{II-51})$$

Точная оценка количества информации, получаемой от комплексного датчика в единицу времени (скорость выдачи информации), должна производиться с учетом минимального количества отсчетных значений сообщения за 1 с, позволяющего однозначно восстановить переданное сообщение с заданной степенью точности.

2. ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УСТРОЙСТВ ОТБОРА ИНФОРМАЦИИ

Восприятие информации об объектах или процессах осуществляется с помощью устройств, называемых первичными преобразователями, или датчиками. В большинстве случаев датчики выражают входную информацию в виде эквивалентного электрического параметра. Это особенно удобно в связи с тем, что методы и средства измерения, передачи и преобразования электрических величин достаточно разработаны.

Обычно датчиком называется элемент, воспринимающий контролируемый параметр и преобразующий его к виду, удобному для дальнейшей обработки (измерение, передача, контроль).

При построении электронных устройств измерения, контроля и управления необходимы данные о различных по природе и динамическим свойствам физических величинах. С помощью первичных преобразователей устройств отбора информации эти разнообразные физические величины преобразуются в изменения электрических величин. В настоящее время разработано большое количество типов и модификаций датчиков, отличающихся различными конструктивными и схемными вариантами выполнения. Далеко не все датчики могут быть отнесены к классу электронных устройств. Однако они являются неотъемлемой частью электронных устройств, без датчиков выполнение функций многих электронных устройств и систем было бы невозможным. В связи с этим целесообразно рассмотреть основные типы датчиков, их характеристики и особенности применения.

Классификация датчиков

Обычно датчики классифицируют по принципу действия, виду входных и выходных величин. В зависимости от принципа действия датчики можно разделить на две группы — параметрические и генераторные.

Датчики параметрической группы характеризуются тем, что контролируемая величина преобразуется в параметр электрической цепи: сопротивление, индуктивность, емкость. Изменения параметров цепи под действием контролируемой величины фиксируются вспомогательными устройствами.

Генераторные датчики характеризуются тем, что в них осуществляется непосредственное преобразование различных видов энергии, характеризующих контролируемый параметр, в электрическую.

К числу параметрических датчиков обычно относят [17]:

1. Контактные датчики, замыкающие или размыкающие электрическую цепь под воздействием контролируемой величины.

2. Реостатные датчики, использующие зависимость сопротивления реостата от положения его движка, которое может изменяться под действием контролируемого параметра.

3. Датчики контактного сопротивления, в которых используется зависимость контактного сопротивления между поверхностями двух твердых тел от давления одного тела на другое.

4. Тензометрические датчики, использующие явление изменения сопротивления проводника при его растяжении или сжатии (т. е. при деформации датчика).

5. Датчики термосопротивления, в основе действия которых лежит свойство проводника изменять свое сопротивление в зависимости от температуры.

6. Датчики пьезосопротивления, основанные на зависимости электрического сопротивления проводника от вызываемого в нем механического напряжения.

7. Электролитические датчики сопротивления, использующие зависимость сопротивления раствора электролита от концентрации.

8. Ионизационные датчики, основанные на зависимости динамического сопротивления газоразрядного промежутка от степени ионизации.

9. Датчики фотосопротивления, использующие явление изменения сопротивления фотополупроводника в зависимости от освещенности.

10. Электронные датчики сопротивления, в которых используется зависимость между током, проходящим через вакуумный промежуток, и расстоянием между электродами, расположенными в этом промежутке.

11. Емкостные датчики, действие которых основано на зависимости электрической емкости конденсатора от размеров, взаимного расположения обкладок и материала между обкладками.

12. Индуктивные датчики, использующие зависимость между индуктивностью катушки, длиной и площадью сечения ее сердечника, длиной немагнитных зазоров и взаимным расположением частей магнитопровода и обмоток катушки.

13. Магнитоупругие датчики, использующие зависимость индуктивности катушки от механического напряжения ферромагнитного сердечника катушки.

14. Вариометрические датчики, использующие зависимость между коэффициентом связи двух обмоток и их взаимным расположением.

15. Экранные датчики, основанные на изменении коэффициента связи обмоток трансформатора под влиянием размагничивающего действия вихревых токов, возникающих в проводниках, расположенных вблизи обмоток.

К числу генераторных датчиков относят:

1. Индукционные датчики, в которых используется явление электромагнитной индукции.

2. Термоэлектрические датчики, использующие термоэлектрический эффект, проявляющийся в возникновении термо-Э. д. с. в цепи, состоящей из двух разнородных проводников.

3. Фотоэлектрические датчики, основанные на зависимости Э. д. с. фотоэлементов от освещенности.

4. Пьезоэлектрические датчики, использующие пьезоэлектрический эффект, проявляющийся в возникновении Э. д. с. в некоторых кристаллических веществах (пьезоэлектриках) под действием приложенных к кристаллам упруго деформирующих сил.

5. Датчики электрических потенциалов, использующие зависимость

потенциала, возникающего на различных электродах, опущенных в контролируемый и эталонный растворы, от концентрации в контролируемом растворе водородных ионов.

6. Гальванические датчики, использующие зависимость э. д. с. гальванического элемента от состава и концентрации электролита.

7. Электрокинетические датчики, основанные на явлении электрокинетического потенциала, возникающего при вынужденном протекании полярной жидкости через пористую стенку.

8. Датчики Холла, использующие эффект возникновения э. д. с. в полупроводнике, через который идет ток, при воздействии магнитного поля.

При создании датчиков используются самые разнообразные физические явления. Этим объясняется большое количество типов датчиков и различных модификаций датчиков в пределах одного типа.

Датчики можно классифицировать по виду их входных величин. Такая классификация особенно полезна при выборе датчиков для решения конкретной технической задачи, так как позволяет увязать тип датчика и характер контролируемой величины.

По виду входной величины датчики можно разделить на такие группы: перемещения, уровня, усилия, момента вращения, размеров, скорости, ускорения, параметров вибраций, давления, расхода, температуры, влажности, анализа состава вещества. Возможно дальнейшее дифференцирование датчиков в пределах одной группы.

При выборе датчика следует иметь в виду, что восприятие и преобразование одних и тех же величин можно осуществить с помощью различных типов датчиков. Так для измерения линейных перемещений могут быть использованы датчики почти всех указанных типов.

Указание вида выходной величины датчика позволяет определить пригодность датчика для использования с данным комплексом технических средств дальнейшей обработки информации. Знание вида выходной величины датчиков дает возможность выработать рекомендации по использованию определенных типов датчиков с определенными комплексами измерения информации.

Выходным параметром датчиков, преобразующих контролируемые неэлектрические величины в электрические, может быть: омическое сопротивление, емкость, индуктивность, величина постоянного напряжения (тока), амплитуда, частота, фаза переменного напряжения (тока). Выходная величина может быть представлена гармоническим или импульсным напряжением, модулированным по амплитуде, частоте или фазе.

Знание трех характеристик датчика (входной величины, выходной величины и принципа действия) дает возможность выбрать датчик применительно к решаемой задаче.

Характеристики датчиков

Условия работы первичных преобразователей во многом отличаются от условий работы остальных элементов системы управления. Датчики располагаются непосредственно на контролируемом объекте и

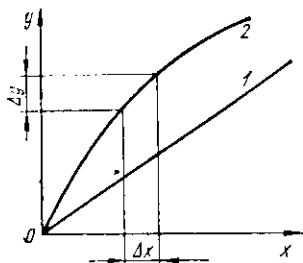


Рис. 20. Характеристики датчиков.

подвергаются воздействию вибраций, агрессивных сред, высоких температур, радиации. Особенности условий работы датчиков и аппаратуры последующей обработки данных, поступающих с датчиков, обуславливают ряд дополнительных требований к первичным преобразователям.

Датчик должен обладать высокой чувствительностью к изменениям контролируемых параметров, определенностью и однозначностью зависимости между входным параметром и выходной величиной датчика.

Наиболее желательной является линейная зависимость выходной величины от входной.

Влияние датчика на контролируемый параметр должно быть минимально, а установка его не должна оказывать влияния на характеристики контролируемой величины.

Быстродействие датчика должно быть достаточным для того, чтобы фиксировать наиболее быстрые изменения контролируемых параметров.

Характеристики датчика должны быть стабильны во времени и во всем диапазоне рабочих условий (температура, влажность, давление, вибрации, характер окружающей среды).

Датчик должен обладать высокой перегрузочной способностью и устойчивостью к внешним воздействиям.

Датчики одной модификации должны иметь повторяемость характеристик и допускать взаимозаменяемость, обеспечивать удобство и простоту монтажа и обслуживания. Стоимость, габариты и масса датчика должны быть минимальными.

Выполнение всех указанных требований затруднительно, а зачастую просто невозможно. Поэтому при выборе конкретного типа датчика приходится принимать компромиссное решение, жертвуя одним показателем в интересах другого.

Одной из важнейших характеристик датчика является зависимость между его входной x и выходной величиной y . Эту зависимость называют характеристикой или функцией преобразования $y = f(x)$. Зависимость $y = f(x)$ обычно выражает некоторый закон, которому подчиняется явление, лежащее в основе работы датчика. Иногда эта зависимость определяется экспериментально. Как всякую функцию ее можно задать в виде графика, таблицы или аналитической зависимости. Графическое задание функций преобразования иллюстрируется рис. 20. В общем случае зависимость $y = f(x)$ является нелинейной, хотя, как уже отмечалось, требование линейности является одним из основных.

Чувствительностью датчика обычно называется отношение изменения его выходной величины к вызвавшему его изменению входной величины

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x}, \quad (II-52)$$

где S — чувствительность, Δy и Δx изменения выходной и входной величины соответственно.

Нетрудно видеть, что чувствительность определяется крутизной характеристики преобразования, и в каждой точке нелинейной характеристики преобразования будет различной и равной по величине первой производной

$$S = \frac{dy}{dx}. \quad (\text{II-53})$$

Характеристика преобразования может быть аппроксимирована степенным полиномом вида

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots, \quad (\text{II-54})$$

где a — постоянные коэффициенты.

Количество членов ряда определяется требуемой степенью приближения аппроксимирующей функции к реальной кривой.

В динамическом отношении датчики могут быть представлены как инерционные или колебательные звенья. Поведение датчика при быстрых изменениях входной величины можно оценить по его переходной или амплитудно-фазовой характеристике.

Обычно перегрузочная способность датчика характеризуется максимально допустимым значением контролируемого параметра или отношением допустимого значения к номинальному диапазону изменений контролируемого параметра, диапазон рабочих условий, в пределах которых основные характеристики датчика находятся в заданных пределах.

Некоторые типы датчиков

Рассмотрим основные типы датчиков, широко используемых в устройствах отбора информации в автоматизированных системах управления производственными процессами и в системах автоматизированного контроля, используя разделение датчиков по типу выходной величины [17, 18].

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Датчики омического сопротивления. Действие датчиков омического сопротивления основывается на зависимости электрического сопротивления проводников от различных неэлектрических величин. При построении датчиков омического сопротивления используется не только зависимость сопротивления материала датчика от различных факторов, но и зависимость величины сопротивления реального проводника от его конструктивных характеристик. В общем случае сопротивление металлического проводника R является функцией удельного сопротивления материала ρ , длины l , площади поперечного сечения проводника q и температуры t :

$$R = R(\rho, l, q, t). \quad (\text{II-55})$$

Если все величины, влияющие на значение сопротивления, поддерживать постоянными, то сопротивление проводника, определяемое

по формуле

$$R = R_0 [1 + \alpha (t - t_0)], \quad (\text{II-56})$$

где $R_0 = \rho \frac{l}{q}$, а α — температурный коэффициент сопротивления, будет постоянной величиной.

Если же допустить возможность изменения одной из величин под действием контролируемого параметра, то ее изменение отразится на величине сопротивления проводника. Таким образом, фиксируя изменения величины сопротивления, мы сможем оценить изменение контролируемой величины.

В тензодатчиках используется эффект изменения сопротивления проводника при его растяжении или сжатии. При этом изменение сопротивления проводника возникает не только вследствие изменения длины и площади поперечного сечения при деформации, но и за счет изменения удельного сопротивления материала проводника при деформации. Экспериментально установлено, что относительное изменение сопротивления проводника пропорционально его относительной деформации

$$\frac{\Delta R}{R} = \gamma \frac{\Delta l}{l}, \quad (\text{II-57})$$

где γ — коэффициент тензочувствительности материала проводника.

Поскольку температура проводника считается постоянной, согласно (II-56)

$$R = R_0 = \rho \frac{l}{q}, \quad (\text{II-58})$$

откуда

$$dR = \frac{l}{q} d\rho + \frac{\rho}{q} dl - \frac{\rho l}{q^2} dq. \quad (\text{II-59})$$

Заменяв дифференциалы конечными разностями, определим относительное изменение сопротивления проводника с учетом (II-58)

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta q}{q}. \quad (\text{II-60})$$

Выражение для коэффициента тензочувствительности γ получим в виде

$$\gamma = 1 + \frac{\Delta \rho}{\rho} \cdot \frac{l}{\Delta l} - \frac{\Delta q}{q} \cdot \frac{l}{\Delta l}. \quad (\text{II-61})$$

Введя относительную деформацию $\frac{\Delta l}{l} = \xi$ и учитывая, что $-\frac{\Delta q}{q} = 2\mu\xi$, а $\frac{\Delta \rho}{\rho} = \nu\xi$, где μ — коэффициент Пуассона, а ν — постоянный для данного материала коэффициент, получим

$$\gamma = 1 + 2\mu + \nu, \quad (\text{II-62})$$

откуда следует, что коэффициент тензочувствительности является для определенного материала постоянной величиной. Значения коэффициентов μ и ν для различных материалов находятся соответственно в пределах $0,2 \div 0,4$ и $0,5 \div 1,5$. Значит, $\gamma = 2 \div 3$. При обычных зна-

чениях ξ в пределах упругих деформаций относительное изменение сопротивления оказывается не более 1%. Столь малое изменение сопротивления требует, чтобы температурный коэффициент материала тензодатчика был малым, поскольку изменение сопротивления под действием температуры может оказаться того же порядка, что и изменение сопротивления под действием деформации.

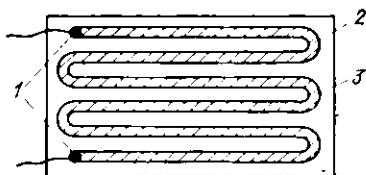


Рис. 21. Тензодатчик: 1 — выводы; 2 — основа; 3 — фольга.

В качестве материалов для тензодатчиков обычно используются сплавы высокого сопротивления: константан, манганин, нихром, хромель, железохромалюминиевый сплав (22,3% хрома, 4,8% алюминия, 0,035% углерода, остальное — железо), платина.

Конструктивно тензодатчики выполняются из тонкой проволоки, наклеиваемой в виде петель на тонкую основу, или в виде петель, получаемых из тонкой фольги путем травления. Конструктивное выполнение такого датчика иллюстрируется рис. 21. Датчики, выполненные из фольги, обладают лучшими механическими и электрическими характеристиками.

Тензодатчики обладают малыми габаритами и массой, малой инерционностью, имеют простую конструкцию и малую стоимость. Эти преимущества обуславливают их применение не только для измерения деформаций, но и других величин, которые могут быть преобразованы в деформации. Недостатками тензодатчиков являются низкая чувствительность, большая температурная погрешность, большой разброс параметров. Эти недостатки частично компенсируются применением высокочувствительных измерительных устройств, мостовых схем включения датчиков, схем температурной компенсации.

Для повышения чувствительности датчиков в них используют полупроводниковые материалы и электролиты.

В датчиках *термосопротивления* используется эффект изменения электрического сопротивления материалов (полупроводников и проводников) при изменении температуры. В общем виде зависимость сопротивления проводника от температуры выражается формулой

$$R = Ae^{\alpha t}, \quad (II-63)$$

где A — постоянный коэффициент.

Если разложить (II-63) в степенной ряд, то с учетом первого члена разложения можно получить (II-56), которая и является основной при оценке характеристик проводниковых термосопротивлений. Для получения высокой чувствительности и стабильности параметров в качестве материала следует использовать вещества, имеющие максимальный и постоянный температурный коэффициент сопротивления α . Обычно для этой цели используют химически чистые платину, медь, никель, обладающие стабильным в интервале температур 0—150° С температурным коэффициентом сопротивления. Для платины $\alpha = 0,39\%$ на градус, для меди 0,43% на градус, для никеля 0,67% на градус. Медные и никелевые термосопротивления используются для измерения температур, в диапазоне 0—150° С, платиновые до 600° С.

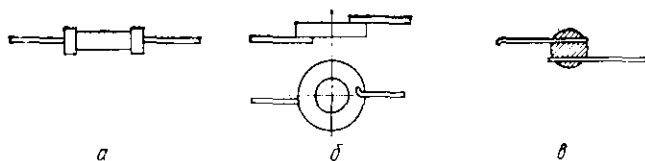


Рис. 22. Конструктивное выполнение терморезисторов: а — цилиндрический; б — дисковый; в — бусинковый.

Полупроводниковые термосопротивления (терморезисторы) изготавливаются из соединений различных материалов с кислородом (окислов), углеродом, азотом, образующих композиции с большим отрицательным температурным коэффициентом сопротивления и нелинейной зависимостью величины сопротивления резистора от температуры.

Конструктивно терморезисторы выполняются в виде шарика, трубки или диска с металлическими выводами. Для защиты от влаги поверхность терморезисторов покрывается слоем лака или стекла. Абсолютное значение величины температурного коэффициента полупроводниковых терморезисторов может быть в десятки раз больше, чем у металлов. Другим преимуществом полупроводниковых терморезисторов является высокое удельное сопротивление полупроводниковых материалов и, как следствие, высокое общее сопротивление. Величина общего сопротивления намного превышает сопротивление подводящих проводов, вследствие чего изменения их сопротивления практически не сказываются на результатах измерения. Полупроводниковые терморезисторы используются при измерении температур в диапазоне $-70 \div 180^\circ \text{C}$. Из выпускаемых в настоящее время терморезисторов можно отметить типы ММТ, КМТ, ТОС с различными цифровыми и буквенными индексами.

Конструктивное выполнение терморезисторов иллюстрируется рис. 22.

Датчики термосопротивления могут работать в двух режимах. В первом режиме термочувствительные элементы нагружаются малым током, вследствие чего их температура определяется температурой окружающей среды. Такой режим реализуется в электрических термометрах. Во втором режиме ток через термочувствительный элемент гораздо больше, вследствие чего температура элемента значительно превышает температуру окружающей среды и определяется характером взаимодействия между контролируемой средой и терморезистором. Такой режим используется при измерении концентрации, скорости расхода, плотности, состава газовой смеси.

Датчики термосопротивления широко используются при измерении различных неэлектрических величин. Они просты по конструкции, имеют малую стоимость. К числу недостатков надо отнести малую чувствительность проводниковых терморезисторов, большую нелинейность преобразования и значительный разброс параметров полупроводниковых терморезисторов.

В датчиках фотосопротивления используется зависимость величины сопротивления некоторых полупроводниковых материалов или вакуумного промежутка от величины светового потока, падающего на

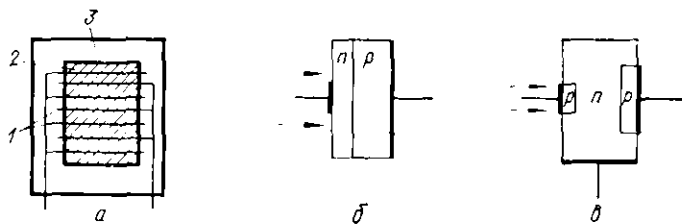


Рис. 23. Фотодатчики: а — фоторезисторный; 1 — контакты; 2 — полупроводник; з — подложка; б — фотодиодный; в — фототранзисторный.

светочувствительную поверхность датчика. Чаще всего в таких датчиках используются фоторезисторы, сопротивление которых благодаря явлению внутреннего фотоэффекта или фотопроводимости под действием света изменяется в значительных пределах. Конструктивно фоторезисторы представляют собой слой полупроводника (обычно сернистый висмут или сернистый кадмий), нанесенный на стеклянную или керамическую пластину. Контакт с полупроводником осуществляется с помощью электродов из химически неактивного металла. Полупроводниковый слой обычно защищен от воздействий окружающей среды путем герметизации в стеклянном или пластмассовом корпусе. Сопротивление фоторезисторов при освещении изменяется в несколько сот раз. Высокая чувствительность к свету позволяет использовать фоторезисторы для измерения малых световых потоков. Ценным свойством фоторезисторов является их большая чувствительность в инфракрасной части спектра.

Недостатком фоторезисторов является их значительная инерционность, большая зависимость параметров от температуры. Как правило, фоторезисторы, имеющие меньшую инерционность, имеют и меньшую чувствительность.

В качестве датчиков фотосопротивления могут быть использованы также фотодиоды и фототранзисторы, величина сопротивления которых изменяется при освещении перехода (в фотодиодах) или базовой области (в транзисторах).

Обычно полупроводниковые фотосопротивления включаются в мостовые схемы, что позволяет скомпенсировать влияние температуры и ряда других факторов. Схематическое изображение датчиков фотосопротивления приведено на рис. 23.

Датчики фотосопротивления широко используются для измерения световых характеристик объектов, контроля уровня, измерения содержания частиц в газовой среде, счета объектов.

К числу *электронных датчиков сопротивления* относятся электровакуумные или нонные приборы, в которых управление величиной тока, протекающего через прибор, осуществляется с помощью одного или нескольких подвижных электродов, перемещающихся под действием контролируемого параметра. Наибольшее распространение получили электронные датчики, называемые электронными механотронами. Конструктивно механотрон представляет собой вакуумный диод или триод, анод которого может перемещаться относительно остальных электродов, рис. 24. Для этого анод 1 прикрепляется к стержню

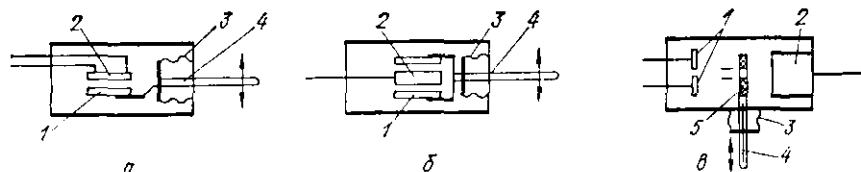


Рис. 24. Электронные механотроны: а — диодный; б — двуханодный; в — электронно-лучевой.

4, впаянному в упругую мембрану 3, которая является одной из стенок вакуумного прибора. При приложении усилия к концу стержня 4 мембрана деформируется, в результате чего изменяется расстояние между анодом и катодом 2. Уравнение, связывающее основные параметры электровакуумного диода плоской конструкции, имеет вид

$$i_a = \frac{2,33 \cdot 10^{-6} S_a}{l^2} U_a^{3/2},$$

где i_a и U_a — соответственно анодный ток (А) и анодное напряжение (В); S_a — площадь анода; l — расстояние между анодом и катодом.

Рабочей характеристикой механотрона является зависимость анодного тока от величины междуэлектродного расстояния $i_a = f(l)$. Нетрудно видеть, что рабочая характеристика механотрона существенно нелинейна. Отношение изменения тока к изменению междуэлектродного расстояния определит чувствительность механотрона по току S_i :

$$S_i = \frac{\Delta i_a}{\Delta l} = \frac{2 \cdot 2,33 \cdot 10^{-6} S_a U_a^{3/2}}{l^3}.$$

Для работы в балансных схемах выпускаются двуханодные механотроны (рис. 24, б), в которых по обе стороны от неподвижного катода 2 находятся подвижные аноды 1, укрепленные на стержне 4.

Диодные механотроны обладают высокой чувствительностью по току (до 100 мА/см) и малым внутренним сопротивлением, что позволяет работать непосредственно на измерительный прибор или электромагнитное реле. Внутреннее сопротивление триодных механотронов значительно выше, обычно такие механотроны работают совместно с электронными усилителями.

Другая разновидность механотронов — это электронно-лучевые механотроны (рис. 24, в), действие которых основано на перекрытии подвижным электродом 5 сфокусированного пучка электронов, создаваемого электронным прожектором 2. При этом происходит перераспределение тока в цепи неподвижных анодов 1 в соответствии с перемещением управляющего электрода с помощью стержня 4.

Механотронные датчики широко используются для измерения ускорений деформаций, малых перемещений, регистрации микронеровностей. К достоинствам механотронов следует отнести их высокую чувствительность, возможность работать при питании постоянным и переменным током.

Емкостные датчики. Принцип действия емкостного датчика основан на преобразовании контролируемого параметра в изменение емкости

конденсатора, которая является функцией расстояния d между обкладками, площади обкладок S и диэлектрической проницаемости материала между обкладками. Емкость плоского конденсатора C определяется по формуле:

$$C = \frac{\epsilon S}{d}. \quad (\text{II-64})$$

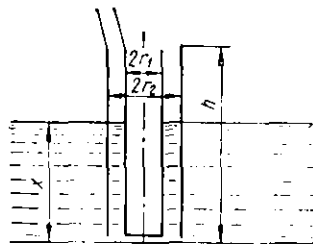


Рис. 25. Цилиндрический емкостной датчик.

Емкостные датчики могут использоваться для измерения и контроля различных величин, изменения которых приводят к изменениям S , d или ϵ . Так, емкостный датчик может быть использован для измерения линейных перемещений (в этом случае одна из его обкладок выполняется подвижной), толщины диэлектрического материала, уровня вещества, влажности (используется эффект изменения емкости датчика при изменении диэлектрической проницаемости материала между обкладками). Обычно емкостный датчик работает на переменном токе, причем изменение емкости преобразуется в напряжение, ток, частоту, фазу, которые затем измеряются и контролируются. Для измерения уровня часто используют цилиндрические емкостные датчики (рис. 25), емкость которых определяется по формуле:

$$C = [(\epsilon_x - 1)x + h] C_0, \quad (\text{II-65})$$

где ϵ_x — диэлектрическая проницаемость контролируемого вещества; x — уровень вещества в датчике; C_0 — емкость цилиндрического воздушного конденсатора на единицу высоты h .

$$C_0 = \frac{2\pi}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (\text{II-66})$$

Если вещество (обычно жидкость) является электропроводным, электроды конденсатора покрываются тонким слоем изоляционного материала.

Емкостные датчики обладают высокой чувствительностью (особенно при использовании резонансных измерительных схем), небольшими габаритами и массой. Влияние датчиков на контролируемый параметр незначительно.

К числу недостатков емкостных датчиков относят их сильную подверженность влиянию посторонних электрических полей, влияние на точность датчика паразитных емкостей схемы, необходимость использования высокочастотных генераторов для питания датчиков. Перечисленные факторы обуславливают необходимость тщательного экранирования емкостных датчиков.

Индуктивные датчики. В основе действия индуктивных датчиков лежит изменение индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником под воздействием контролируемого параметра. Индуктивность

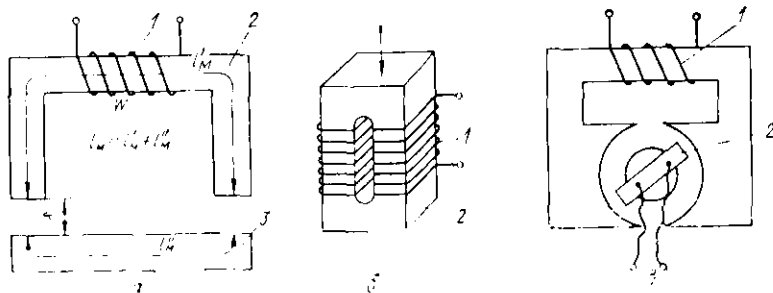


Рис. 26. Индуктивные (а, б) и индукционный (в) датчики: а: 1 — обмотка; 2, 3 — неподвижный и подвижный сердечники; б: 1 — обмотка; 2 — сердечник; в: 1 — неподвижная обмотка, 2 — подвижная обмотка.

катушки с сердечником L может быть определена по приближенной формуле

$$L = \frac{\omega^2}{R_M + R_\delta}, \quad (\text{II-67})$$

где ω — число витков; R_M — магнитное сопротивление магнитопровода; R_δ — магнитное сопротивление воздушных зазоров.

Таким образом, индуктивность катушки можно изменять путем изменения числа витков ω , а также изменением магнитных сопротивлений магнитопровода и воздушных зазоров. Если учесть, что

$$R_M = \frac{l_M}{\mu S_M}, \quad (\text{II-68})$$

а

$$R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 S_\delta},$$

где l_M и 2δ — длина магнитопровода и воздушного зазора соответственно; μ и μ_0 — магнитная проницаемость материала магнитопровода и воздуха соответственно; S_M и S_δ — площадь поперечного сечения магнитопровода и воздушного зазора соответственно (рис. 26, а), то (II-67) преобразуется к виду:

$$L = \frac{\omega^2}{R_M + \frac{2\delta_0}{\mu_0 S_\delta}}, \quad (\text{II-69})$$

где $2\delta_0$ — начальное значение величины воздушного зазора.

Чаще всего изменение индуктивности производится путем изменения длины или площади воздушного зазора и посредством изменения магнитной проницаемости сердечника. Когда изменяется длина воздушного зазора,

$$L(x) = \frac{\omega^2}{R_M + \frac{2}{\mu_0 S_\delta} (\delta_0 + x)}, \quad (\text{II-70})$$

откуда видно, что характеристика преобразования индуктивного датчика будет нелинейной.

Явление изменения магнитной проницаемости материала сердечника под действием механических напряжений используется при

построении магнитоупругих датчиков [19] (рис. 26, б). Магнитоупругая чувствительность ферромагнитного материала характеризует относительное изменение магнитной проницаемости материала на единицу приложенного механического напряжения σ . Установлено, что

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = a\sigma, \quad (II-71)$$

где a — коэффициент, зависящий от свойств материала.

Обычно в магнитоупругих индуктивных датчиках используют катушки с замкнутым сердечником, т. е. $\delta_0 = 0$. В этом случае

$$L = \mu \frac{\omega^2 S_M}{l_M} \quad (II-72)$$

и можно ожидать линейности характеристики преобразования при контроле механических напряжений. Действительно $\mu_\sigma = \mu + \Delta\mu = \mu(1 + a\sigma)$. В этом случае

$$L(\sigma) = \mu(1 + a\sigma) \frac{\omega^2 S_M}{l_M}. \quad (II-73)$$

Характеристики реальных магнитоупругих датчиков характеризуются некоторой нелинейностью (порядка единиц процентов).

В настоящее время существует много разновидностей индуктивных датчиков, отличающихся друг от друга конструктивным и схемным выполнением.

Индуктивные датчики характеризуются высокой чувствительностью, надежностью, простотой конструкции, долговечностью, возможностью работы на промышленной частоте, отсутствием скользящих контактов.

К числу недостатков этих датчиков относят нелинейность характеристики, зависимость выходной величины от частоты питающего тока, ограниченные возможности уменьшения габаритов, достаточно большое обратное влияние датчика на контролируемый параметр.

Индуктивные и емкостные датчики в большинстве случаев являются составной частью более сложных электронных устройств, выходные сигналы которых изменяются вследствие изменения индуктивности или емкости датчиков под действием контролируемых параметров.

В соответствии со схемой включения датчиков можно выделить две группы устройств. К первой группе относятся устройства, в которых датчики используются как элементы делителей напряжения. Изменение полного сопротивления датчика сопровождается изменением напряжения на выходе делителя. Регистрируя эти изменения, контролируют величину параметра, действующего на датчик.

Ко второй группе относятся устройства, в которых датчики используются как элементы колебательных систем высокочастотных генераторов. Изменение параметров датчика в таких устройствах сопровождается изменением частоты или амплитуды генерируемых колебаний, изменяются также токи в цепях генератора. Регистрируя эти изменения, контролируют величину параметра, действующего на датчик.

В устройствах первой группы датчики чаще всего включаются по дифференциальной или мостовой схеме (рис. 27, а, б). Обычно по дифференциальной схеме включают дифференциальные датчики (индуктивные

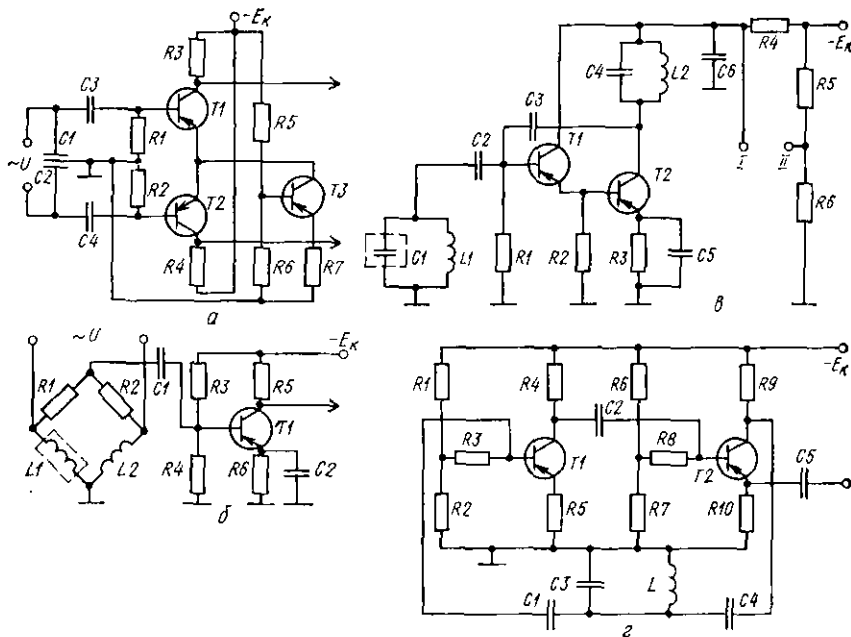


Рис. 27. Схемы включения емкостных и индуктивных датчиков.

и емкостные), представляющие собой два последовательно включенных датчика, например, $C1$ и $C2$, характеризующиеся таким конструктивным выполнением, что при изменении емкости (индуктивности) одного из датчиков под действием контролируемого параметра емкость (индуктивность) второго датчика изменяется на ту же величину, но в противоположном направлении. Исследование дифференциальных датчиков позволяет вдвое повысить чувствительность устройства к изменениям контролируемого параметра по сравнению со схемами с одиночным датчиком и получить линейную зависимость выходного сигнала от контролируемого параметра. Дифференциальные схемы отличаются высокой стабильностью, поскольку дестабилизирующие факторы действуют одновременно на оба элемента дифференциального датчика.

При включении датчиков по мостовой схеме (рис. 27, б) последние входят в состав моста, уравновешенного при некотором (обычно нулевом или начальном) значении контролируемого параметра. Применение дифференциальных датчиков и в этом случае позволяет вдвое повысить чувствительность устройства.

Питание датчиков, включенных по мостовой или дифференциальной схеме, производится переменным током повышенной частоты. Сигнал переменного тока, снимаемый с датчика, усиливается дифференциальным или обычным усилителем, после чего подается на схему последующей обработки.

Для контроля или измерения изменений параметров, характеризующихся малыми изменениями емкости или индуктивности, применяются

схемы, основанные на зависимости токов в цепях генератора от амплитуды генерируемых колебаний. Рабочий режим генератора при этом выбирается таким образом, чтобы либо обеспечивалась близкая к линейной (или линейная) зависимость, например коллекторного тока от контролируемого параметра, либо обеспечивался срыв генерации при изменении параметров датчика, включенного в контур генератора.

На рис. 27, в приведена схема устройства, позволяющая определить изменение емкости датчика $C1$ по изменению постоянной составляющей тока транзисторов $T1$ и $T2$. При изменении емкости датчика нарушается первоначальная резонансная настройка контура $C1L1$, это вызывает уменьшение амплитуды колебаний генератора и увеличение постоянной составляющей коллекторного тока транзисторов $T1$ и $T2$. В результате между точками I и II появляется разность потенциалов, пропорциональная изменению емкости датчика $C1$.

Большой чувствительностью обладают устройства, в которых изменение емкости (индуктивности) датчика приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. Одна из возможных схем такого устройства приведена на рис. 27, г. Здесь емкость $C1$ или индуктивность L датчика является элементом колебательного контура автогенератора, выполненного на транзисторах $T1$ и $T2$. При изменении контролируемого параметра изменяется частота генерации, что и фиксируется схемами последующей обработки высокочастотного сигнала (дискриминаторами или частотомерами). Поскольку индуктивность (емкость) датчика входит в состав колебательного контура, при использовании генераторных схем необходимо принимать схемные и конструктивные меры по повышению стабильности частоты генератора, снижению влияния соединительных приводов, теплового режима работы схемы.

С использованием индуктивных и емкостных датчиков разработаны устройства измерения и контроля уровня, обнаружители металлических предметов, измерители линейных перемещений, давлений, усилий, измерители влажности, анализаторы состава веществ и смесей, измерители вибраций и другие электронные устройства, используемые в различных отраслях промышленности.

ГЕНЕРАТОРНЫЕ ДАТЧИКИ

Среди генераторных датчиков можно выделить датчики, преобразующие контролируемые параметры в величину постоянного напряжения (тока), и датчики, преобразующие контролируемые параметры в величину переменного напряжения (тока).

К датчикам *первой группы* относятся термоэлектрические, фотоэлектрические, гальванические, электрокинетические и др. Типичным представителем этой группы датчиков являются термоэлектрические преобразователи — термопары, получившие широкое распространение при контроле и измерении температур до 2000°C .

В *термопарах* используется явление термоэлектричества, проявляющееся в том, что в замкнутой цепи, состоящей из двух разнородных

проводников, имеющих два спая, находящихся при различных температурах, возникает э. д. с., величина которой зависит от материала проводников и разности температур спаев. Обычно различают холодный и горячий спай. Горячий спай находится в контакте с объектом, температура которого измеряется. Холодный спай обычно разрывается и в разрыв подключается измерительная цепь. Зависимость величины термо-э. д. с. от разности температур спаев определяет характеристику преобразования термопары, которая является, вообще говоря, нелинейной. Обычно на практике используются экспериментальные характеристики преобразования термопар или градуировочные таблицы. В качестве материалов для термопар используются различные металлы или сплавы в паре с платиной. Основными требованиями, предъявляемыми к материалам, являются: однозначность зависимости термо-э. д. с. от температуры, хорошая электропроводность, химическая и механическая стойкость при высоких температурах. Наиболее стабильными являются платино-платинородиевые термопары, однако термо-э. д. с. их невелика. Термопары из благородных металлов развивают большую термо-э. д. с., но они менее стабильны. Тем не менее хромель-алюмелевые и хромель-копелевые термопары получили широкое распространение. Для измерения температур выше 1300°C используются вольфрам-ридиевые, вольфрам-родиевые, вольфрам-молибденовые термопары. При измерении небольших температур для увеличения термо-э. д. с. одинаковые термопары соединяют последовательно таким образом, чтобы их соответствующие концы располагались в зонах одинаковых температур. При этом результирующая термо-э. д. с. батареи будет равна сумме термо-э. д. с. отдельных термопар. Коэффициент полезного действия термопар невелик и не превышает десятых долей процента, а выходная мощность мала. Представляет интерес разработка полупроводниковых термопар (комбинации $\text{SiC} - \text{C}$, $\text{TiC} - \text{C}$, $\text{W} - \text{C}$ и др.), обеспечивающих на порядок большее значение термо-э. д. с. по сравнению с металлическими.

Основными достоинствами термопар являются их малые габариты, простота, возможность использования при высоких температурах.

Недостатками являются инерционность, нелинейность характеристики преобразования, малый к. п. д.

Вентильные фотоэлементы позволяют осуществлять преобразование энергии видимого излучения в постоянное напряжение или ток. В вентильных фотоэлементах используется эффект разделения $p - n$ -переходом носителей тока, обусловленных квантами света, вследствие чего и возникает фото-э. д. с., величина которой может достигать 1 В. Характеристика преобразования вентильных фотоэлементов нелинейна. В настоящее время в качестве материалов в фотоэлементах используют селен, кремний. К. п. д. кремневых фотоэлементов достигает 10%, что примерно в 20 раз больше, чем у селенового. Вентильные фотоэлементы используются в качестве первичных датчиков систем измерения линейных перемещений, освещенности, счета объектов.

Достоинством их является достаточно высокая чувствительность, простота, небольшие габариты.

Недостатком являются инерционность, разброс параметров и их зависимость от температуры, уровня радиации.

Преобразование механической энергии в электрическую осуществляется с помощью *пьезодатчиков*. В пьезодатчиках используется пьезоэлектрический эффект, заключающийся в появлении зарядов на поверхности некоторых диэлектрических кристаллов (кварц, сегнетовая соль, титанат бария и др.) при их деформации. Возникающие заряды q невелики и составляют миллионные доли кулона. Величина возникающего потенциала U определяется емкостью пьезодатчика C

$$U = \frac{q}{C}. \quad (\text{II-74})$$

При неизменной величине деформации потенциал быстро уменьшается вследствие утечки заряда через поверхностное и объемное сопротивление датчика и измерительную цепь. Пьезодатчик можно рассматривать как преобразователь усилия в электрическое напряжение. Преимуществами пьезодатчиков являются малые габариты и масса, высокая чувствительность, недостатками -- зависимость параметров от температуры, малая механическая прочность.

Среди *второй группы* генераторных датчиков наиболее распространены являются индукционные датчики, представляющие собой катушку, находящуюся в магнитном поле. Если катушка механически связывается с контролируемым объектом, то при перемещении объекта она совершает поступательное или вращательное движение в магнитном поле, в результате чего в катушке наводится э. д. с. (рис. 26, в). Величина наводимой э. д. с. зависит от числа витков в катушке, величины магнитной индукции, скорости перемещения катушки. В ряде случаев катушка может оставаться неподвижной, а под действием контролируемого параметра перемещается магнит, создающий магнитное поле.

Величина наводимой э. д. с. является функцией величины магнитного потока, сцепленного с катушкой. Изменяя величину магнитного потока, например, с помощью экрана, перемещающегося под действием контролируемого параметра, можно изменять величину наводимой э. д. с. Основным условием работы таких датчиков является изменимость величины магнитного потока, сцепленного с катушкой. При постоянстве потокосцепления наводимая э. д. с. будет равна нулю. По этой причине индукционные датчики могут применяться только при контроле скоростей линейных и угловых перемещений или параметров, которые могут быть преобразованы в скорость.

Среди *других типов датчиков* следует отметить частотные импульсные датчики, выходные сигналы которых представляют гармонические колебания или импульсные последовательности, частота которых изменяется под действием контролируемого параметра. В качестве частотного датчика может быть использован тахогенератор, вырабатывающий переменное напряжение, частота которого прямо пропорциональна числу оборотов его ротора, автоколебательные системы, частота генерации которых изменяется под действием пьезоэлектрической

величины. К их числу относятся струнные датчики, использующие зависимость частоты колебаний струны от ее длины и величины натяжения, датчики с радионуклидными элементами.

Нормирующие преобразователи

Использование управляющих вычислительных машин и специализированных вычислительных устройств для целей контроля и управления значительно облегчается при использовании датчиков с унифицированными выходными сигналами, предназначенными для совместной работы с устройствами агрегатной унифицированной системы приборов. Нормирующие преобразователи предназначены для согласования датчиков, не имеющих унифицированного выхода (термометры сопротивления, термодпары) с устройствами агрегатной системы приборов.

Преобразователь типа НП-С предназначен для линейного преобразования величины электрического сопротивления термометра стандартной градуировки в унифицированный сигнал постоянного тока 0—5 мА.

Преобразователь типа НП-Т предназначен для линейного преобразования термо-э. д. с. термодпары в унифицированный сигнал постоянного тока 0—5 мА. В преобразователе НП-Т с помощью специального моста автоматически компенсируется влияние температуры холодных спаев термодпары.

Преобразователь НП-РП — предназначен для работы с реохордом, сопротивлением 120, 150 или 300 Ом. Он преобразует сопротивление реохорда в унифицированный сигнал постоянного тока.

Преобразователи типа ПФ и ПС предназначены для преобразования угловых перемещений в пропорциональный сигнал переменного тока. В преобразователе ПФ выходным сигналом является э. д. с. переменного тока частотой 50 Гц, амплитуда которой пропорциональная углу поворота. Выходной сигнал преобразователя ПС — переменное напряжение амплитудой 0,6 или 1,2 В.

По своей структуре нормирующие преобразователи типа НП-С и НП-Т являются усилителями постоянного тока с преобразованием сигнала на входе и синхронным детектированием на выходе. Частота преобразования сигнала равна удвоенной частоте питающей сети. В нормирующих преобразователях предусмотрены регулировки, позволяющие производить подстройку режима и установку нулевого значения выходного сигнала.

Принципиальная схема преобразователя НП-С приведена на рис. 28, а. Преобразователь состоит из неуравновешенного измерительного моста, магнитного модулятора, транзисторного усилителя и источника питания. Термометр сопротивления R_T подключается по трехпроводной схеме к измерительному мосту, состоящему из резисторов R_2 , R_3 , R_4 . Питание моста осуществляется от стабилизированного выпрямителя на диоде D_3 , с емкостным сглаживающим фильтром $C1$ и двухзвенным параметрическим стабилизатором на диодах $D1$ и $D2$. Резистор R_5 служит для установки рабочего тока моста

10 мА, резистор R_6 , выполненный из медной проволоки, — для температурной компенсации. Схема входной цепи нормирующего преобразователя изображена на рис. 28, б.

Сигнал разбаланса, снимаемый с диагонали моста, преобразуется с помощью магнитного модулятора (ММ) в сигнал переменного тока с частотой 100 Гц, который затем усиливается. С помощью конденсаторов C_3 и C_4 вторичная обмотка ММ настраивается на частоту 100 Гц. Резисторы во вторичной обмотке подбираются из условий баланса модулятора. Установка нуля ММ производится с помощью специального магнитного корректора. После усиления сигнал переменного тока преобразуется в выходном каскаде в нормированный сигнал постоянного тока. Выходной каскад представляет собой фазочувствительный усилитель. Фазовые сдвиги, возникающие при усилении сигнала, компенсируются введением фазосдвигающей цепи $R_{23} C_8$.

3. КОММУТАТОРЫ ДАТЧИКОВ

Для многоканальной коммутации первичных преобразователей информации используются устройства, выполненные на ключевых элементах, электрические параметры которых могут резко изменяться (открытое или закрытое состояние ключа). Идеальным следовало бы считать такой коммутатор, выходной сигнал которого равнялся бы входному сигналу открытого канала, а влияние сигналов закрытых каналов на выходной сигнал было бы нулевым. В таком коммутаторе не происходило бы ослабления сигналов датчиков, а перекрестные помехи были бы равны нулю. В реальных коммутаторах, выполненных на реальных ключевых элементах, приходится учитывать целый ряд ограничений, обусловленных неидеальностью ключей, структурой коммутатора, характеристиками источников и видом коммутируемых сигналов.

Если осуществляется коммутация постоянных или медленно изменяющихся сигналов, а информация заключена в текущих значениях напряжения сигнала, то главным требованием будет неискаженная передача уровней коммутируемых сигналов. Если же информация представлена в виде частоты или времени, неискаженная передача уровня сигнала играет второстепенное значение, основное значение имеет широкополосность коммутатора, уровень помех из соседних каналов. Поэтому выбор типа коммутатора целесообразно производить с учетом характера сигналов и характера решаемой задачи.

Характеристики коммутаторов. Типы коммутаторов

Основными характеристиками коммутаторов являются: коэффициент передачи, погрешность коммутации, число каналов, быстродействие, эксплуатационные характеристики.

Коэффициент передачи коммутатора K определяется отношением величин выходного и входного сигналов коммутатора. Считая, что

коммутируются напряжения датчиков, определим коэффициент передачи выражением:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} . \quad (\text{II-75})$$

Абсолютная погрешность коммутатора характеризует разность между входным и выходным напряжением

$$\Delta U = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}, \quad (\text{II-76})$$

а относительная погрешность представляет собой отношение

$$\delta = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} . \quad (\text{II-77})$$

Рассматривают также приведенную погрешность коммутатора, вычисляемую по формуле

$$\delta_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}^{\text{н}}_{\text{max}}} . \quad (\text{II-78})$$

Число каналов коммутатора определяется количеством коммутируемых цепей. Быстродействие коммутатора определяется временем, необходимым для переключения каналов. Иногда быстродействие характеризуют частотой коммутации. Теоретически предельная частота коммутации является величиной, обратной времени переключения каналов. Реально реализуемая частота коммутации ниже предельной.

Важными параметрами коммутаторов являются также их входное и выходное сопротивления, входная емкость, входной ток, температурные зависимости основных характеристик.

Эксплуатационные характеристики определяют диапазон рабочих температур, виброустойчивость, срок службы, габариты, массу.

В зависимости от способа соединения ключевых элементов выделяют коммутаторы с параллельным соединением и группированием ключей (рис. 29). В простейшем коммутаторе выходы всех каналов соединены параллельно, а входы связаны с выходами с помощью ключевых схем, которые могут находиться в открытом или закрытом состоянии в зависимости от управляющих сигналов T_{ki} (рис. 29, а). Обычно один из каналов находится в открытом состоянии, а остальные каналы закрыты.

Сигналы, проходящие на выход коммутатора через закрытые ключи, представляют собой перекрестные помехи, искажающие сигнал открытого канала. Конечное сопротивление ключей закрытых каналов оказывает влияние на коэффициент передачи коммутатора. Степень влияния каналов друг на друга повышается с увеличением числа каналов. Для уменьшения влияния каналов используется группирование ключей. При группировании образуется несколько ступеней коммутации. Такой коммутатор называют многоступенчатым или пирамидальным. Ключи нескольких каналов объединяются в группу и образуют групповой коммутатор (ГК) (рис. 29, б), являющийся основной функциональной единицей пирамидального коммутатора. Общее число коммутируемых каналов определится произведением числа

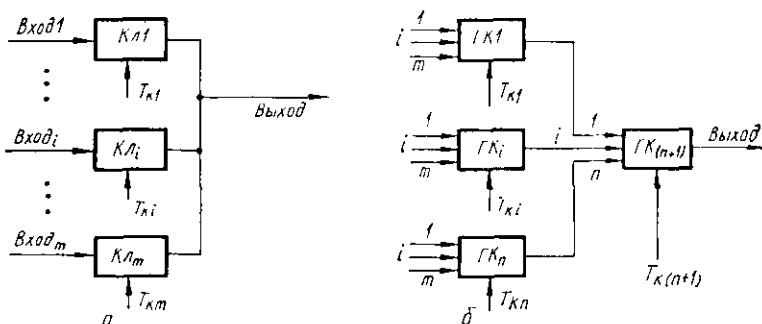


Рис. 29. Схемы коммутаторов: а — с параллельным соединением ключей; б — с группированием ключей.

групповых коммутаторов на число каналов, коммутируемых каждым из них.

При управлении таким коммутатором осуществляется выбор канала в коммутаторах первой и второй ступени. При этом, как видно из рис. 29, б, выбирается только один из возможных каналов.

В зависимости от используемых ключевых элементов различают контактные и бесконтактные коммутаторы. В контактных коммутаторах коммутация сигналов осуществляется путем замыкания и размыкания электромеханических контактов. В бесконтактных коммутаторах коммутация производится путем изменения проводимости различных элементов электрических цепей (транзисторов, ионных приборов, оптикоэлектронных переключателей, электронно-лучевых приборов).

Достоинством контактных коммутаторов является малое прямое сопротивление и высокое сопротивление разомкнутого контакта. Недостатками являются малый срок службы, низкое быстродействие. Этих недостатков лишены бесконтактные коммутаторы, однако они не обладают достоинствами контактных коммутаторов. Погрешность коммутации у бесконтактных коммутаторов выше, ряд из них характеризуется температурной нестабильностью.

Однако, несмотря на отсутствие коммутирующих элементов с характеристиками, близкими к идеальным, удастся решить задачу коммутации информационных сигналов при приемлемой для большинства применений точности.

Цепи, состоящие из различных комбинаций ключей и других вспомогательных элементов, называют ключевыми схемами. Для коммутаторов, используемых в устройствах отбора информации, наиболее характерными являются последовательная, параллельная и последовательно-параллельная схемы (рис. 30, а, б, в).

Коэффициент передачи коммутатора, выполненного по последовательной схеме без учета влияния входного и выходного сопротивлений утечки, определится выражением [20]:

$$K = \frac{1}{1 + \left(\frac{z_0}{z_n} + n_p \right) \frac{z_0 + z_l}{z_p}}, \quad (11.79)$$

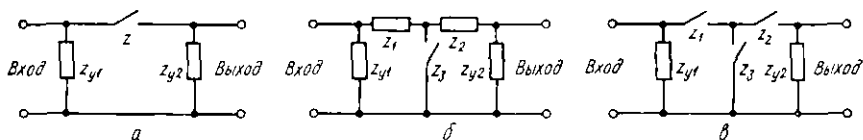


Рис. 30. Ключевые схемы.

где z_0 — сопротивление открытого канала; z_{κ} — сопротивление нагрузки коммутатора; n_p — число закрытых каналов; z_l — внутреннее сопротивление источника сигнала; z_p — усредненное значение сопротивлений ключей закрытых каналов.

В измерительных коммутаторах обычно второе слагаемое знаменателя (II-79) значительно меньше единицы. При этом коэффициент передачи коммутатора близок к единице. В то же время уровень перекрестных помех в таких коммутаторах достаточно велик, особенно при повышенных частотах коммутируемых напряжений.

Параллельная и последовательно-параллельная схемы характеризуются меньшим влиянием каналов друг на друга. Коэффициент передачи последовательно-параллельной схемы определится выражением:

$$K = \frac{1}{1 + \frac{z_l + z_{10}}{z_{3p}}} \cdot \frac{1}{1 + \left(n_p + \frac{z_2}{z_{\kappa}}\right) \left(\frac{z_l + z_{10} + z_{20}}{z_{2p}}\right)}, \quad (\text{II-80})$$

из которого легко получить выражение для коэффициента передачи параллельной схемы, заменив в них сопротивления ключей соответственно на z_1 и z_2 . В этом случае

$$K = \frac{1}{1 + \frac{z_l + z_1}{z_{3p}}} \cdot \frac{1}{1 + \left(n_p + \frac{z_2}{z_{\kappa}}\right) \left(1 + \frac{z_l + z_1}{z_2}\right)}. \quad (\text{II-81})$$

Коэффициент передачи последовательно-параллельной схемы может быть получен близким к единице, если внутреннее сопротивление источника сигнала и сопротивление открытого ключа будут намного меньше сопротивления закрытого ключа. Коэффициент передачи параллельной схемы всегда меньше единицы. Даже при условии, что $z_l = z_1 = 0$, $K \leq \frac{1}{1 + n_p + \frac{z_2}{z_{\kappa}}}$. Тем не менее все рассмотренные схемы

находят применение в коммутаторах. Достоинством, например, параллельной схемы является простота управления, поскольку один из выводов ключа заземлен.

Недостатком последовательно-параллельной схемы является наличие двух последовательно включенных ключей, что увеличивает погрешность коммутатора.

Погрешность коммутатора зависит от его структуры и используемых ключевых элементов. Поэтому определение погрешности целесообразно производить на основе анализа его эквивалентной схемы. Рассмотрим эквивалентную схему коммутатора постоянных напряжений с последовательными ключами, рис. 31. Напряжения датчиков обозначены U_i , а их внутренние сопротивления z_i . Нулевой индекс

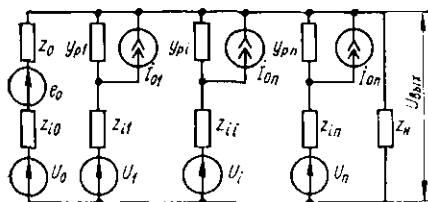


Рис. 31. Эквивалентная схема коммутатора.

по включенными проводимостями утечек ключей запертых каналов y_{0i} . Если $z_{i0} + z_0 \ll z_n$ и утечки невелики, коэффициент передачи коммутатора будет близок к единице, а абсолютная погрешность определится выражением:

$$\Delta U \approx (z_{i0} + z_0) I + e_0 - \frac{z_{i0} + z_0}{z_n} U_0, \quad (\text{II-82})$$

где I — остаточный ток, образующийся в открытом канале коммутатора под воздействием запертых ключей. Определение величины I производится с учетом вольтамперных характеристик закрытых ключей и напряжений на них.

Элементы коммутаторов

В качестве ключевых элементов коммутаторов могут использоваться разнообразные электромеханические и электронные устройства, такие как реле, шаговые искатели, многократные координатные соединители, интегральные ключевые схемы, полупроводниковые диоды, транзисторы. Рассмотрим основные характеристики некоторых из них.

ЭЛЕМЕНТЫ КОНТАКТНЫХ КОММУТАТОРОВ

Основным видом ключевых элементов, используемых в контактных коммутаторах, являются *электромагнитные реле*. Электромагнитное реле состоит из электромагнита и контактной системы. Число контактных групп реле обычно менее десяти. Для изготовления контактов используются благородные металлы: серебро, золото, платина, палладий и их сплавы. Контактные пружины изготавливаются из бериллиевой бронзы, латуни или нейзильбера. Часто в целях экономии благородных металлов используют биметаллические контакты, состоящие из основания, изготовленного из меди или никеля, и приваренного к нему слоя благородного металла толщиной до 0,5 мм.

Сопротивление контактного перехода $r_{кп}$ определяется собственно сопротивлением перехода r_n и сопротивлением материала контакта r_m :

$$r_{кп} = r_n + r_m. \quad (\text{II-83})$$

Сопротивление перехода зависит от величины механического усилия и нагрева контактов проходящим через них током. В процессе эксплуатации вследствие окисления контактных поверхностей сопротивление может возрасти в несколько раз. Величина сопротивления контактного перехода (в зависимости от типа реле) может изменяться от 0,015 до 0,05 Ом.

Если реле ставятся в цепи коммутации сигналов малого уровня и необходимо обеспечить малую погрешность коммутатора следует учитывать паразитную термо-э. д. с., возникающую в цепи контактов при нагревании контактного перехода проходящим током. Термо-э. д. с., складываясь случайным образом с коммутируемым напряжением, является одним из источников погрешности.

Быстродействие реле определяется временем его срабатывания и зависит от параметров его электромеханической системы (момента инерции якоря, индуктивности обмотки и других). Время срабатывания электромеханических реле обычно не менее 3—5 мс, а время отпущения находится в пределах 2—3 мс. Это определяет максимальную частоту переключения релейных коммутаторов $50 \div 100$ переключений в секунду.

Надежность и срок службы реле определяются в основном износом контактов. Механический износ обусловлен взаимодействием поверхностей контактов при их замыкании и размыкании и зависит от механических характеристик материалов, используемых для изготовления контактов. Окисление материала контактов под действием окружающей среды может привести к резкому ухудшению контакта и отказу реле. Особенно сильно это проявляется при переключении сигналов низкого уровня. Электрический износ обусловлен явлениями переноса и распыления материала контактов под действием проходящего через них тока. На поверхности контактов образуются углубления, раковины, изменяется величина контактного зазора, меняется форма контактной поверхности. Надежность работы реле оценивают либо числом отказов, возникающих при 10^6 переключений, либо числом срабатываний, для которых параметры контактов не выходят за пределы установленных значений. Надежность работы реле повышается примерно в 10—20 раз при использовании двойных контактов, расположенных на концах контактной пружины, и увеличении контактного усилия. Реле с двойными контактами имеют до 4 отказов при 10^6 циклов срабатывания. Из серийно выпускаемых реле для использования в коммутаторах можно рекомендовать реле типа РЭС-10, РЭС-9, РЭС-22, имеющие время срабатывания 5, 8 и 12 мс соответственно, а время отпущения от 3 до 5 мс. Наименьшими габаритами характеризуются реле РЭС-10, масса которых не превышает 10 г, а объем 3 см³.

В последнее время разработаны и широко используются для целей коммутации сигналов датчиков *реле с магнитоуправляемыми контактами*. Они характеризуются малым моментом инерции подвижной системы, высоким быстродействием, высокой надежностью, обусловленной герметизацией контактов, малыми габаритами и весом, стабильностью переходного сопротивления контактов в широком диапазоне рабочих условий. Эти, а также ряд других положительных качеств обуславливают целесообразность их использования для коммутации измерительных цепей. Конструктивно реле с магнитоуправляемыми контактами представляют собой обмотку, намотанную на каркас из изоляционного материала, внутрь которого помещена капсула с впаянными в нее контактными пружинами, рис. 32. Контактные пружины изготавливают из упругого ферромагнитного материала, например,

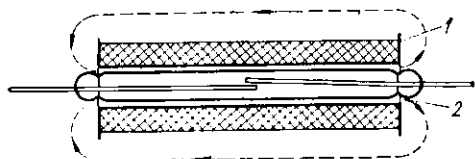


Рис. 32. Реле с магнитоуправляемыми контактами.

пермаллоя. Для обеспечения малого контактного сопротивления пружины в местах контактов покрывают слоем золота. Капсула заполняется инертным газом или вакуумируется. При пропускании через обмотку реле электрического

тока создается магнитное поле, замыкающееся через контактные пружины, которые, намагничиваясь, притягиваются. При этом замыкается контакт и уменьшается магнитное сопротивление для потока, проходящего внутри катушки. При отключении источника тока контакт размыкается под действием упругих сил.

Контакты реле могут коммутировать токи до 1 А при напряжении до 250 В. Величина переходного сопротивления контакта 0,05 Ом. Миниатюрные контакты, рассчитанные на ток до 0,25 А при напряжении до 200 В, имеют длину 57 мм и диаметр 3,4 мм.

Конструкция контактов достаточно жесткая, реле с магнитоуправляемыми контактами обладают высокой механической прочностью, способны выдерживать ударные перегрузки до 50 g. В одной катушке можно располагать несколько контактов, однако более 12 групп располагать нецелесообразно.

Время срабатывания таких реле порядка 1—2 мс (в некоторых образцах до 0,1 мс), время отпускания 1 мс.

Срок службы реле определяется сроком службы контактов, реле характеризуются числом срабатываний порядка 10^7 — 10^8 . Применение ртутного смачивания контактов позволяет увеличить число срабатываний до $5 \cdot 10^9$. Малые габариты реле позволяют с успехом использовать их в конструкциях, изготавливаемых методом печатного монтажа. В настоящее время выпускаются реле с магнитоуправляемыми контактами типов РЭС-42, РЭС-43, РЭС-44. При объеме до 10 см³ они имеют массу порядка 15 г.

Шаговый искатель представляет собой электромагнитный коммутатор, с помощью которого можно поочередно подключать каждый из n входных контактов к общему выходному контакту. Шаговые искатели рационально использовать для последовательного обегания ряда датчиков. Основными элементами шагового искателя являются: приводной механизм, контактное поле и блок контактных щеток. Под действием приводного механизма, управляемого электрическими импульсами, щетки шагового искателя перемещаются на контактном поле. Одному импульсу соответствует один шаг щетки. Контакт образуется с помощью двух бронзовых пластин, охватывающих с двух сторон неподвижные контакты контактного поля. В процессе работы переходное сопротивление контактов изменяется от 0,1 до 10—20 Ом. Для повышения стабильности переходного сопротивления требуется периодическая чистка контактов.

Время перемещения щеток на один шаг составляет 10—50 мс и определяется инерционностью приводного механизма, частота шагов —

не более 10 в секунду. Срок службы искателя не превышает $5 \cdot 10^4$ — $5 \cdot 10^5$ оборотов ротора.

Преимуществом шаговых искателей является возможность коммутации большого числа цепей с помощью одного искателя и простота управления. Однако им присущ ряд недостатков, таких как низкая надежность, малый срок службы, значительная величина межконтактных емкостей (до 10 пФ), малое быстродействие, нестабильность переходного сопротивления. Шаговые искатели можно рекомендовать для коммутаторов с низким быстродействием.

ЭЛЕМЕНТЫ БЕСКОНТАКТНЫХ КОММУТАТОРОВ

Бесконтактные коммутаторы по сравнению с контактными обладают значительно большим быстродействием, надежностью, сроком службы. Однако по таким параметрам, как точность, стабильность, уровень перекрестных помех бесконтактные коммутаторы уступают лучшим контактными коммутаторам. В качестве ключевых элементов в бесконтактных коммутаторах используются полупроводниковые диоды и транзисторы, электронно-лучевые устройства, оптикоэлектронные устройства.

Простейшим является *ключ на одном полупроводниковом диоде*, рис. 33. В открытом состоянии напряжение на диоде равно прямому падению напряжения и определяется по его вольтамперной характеристике. Обычно прямое падение напряжения составляет 0,25—0,6 В. Сопротивление открытого ключа — это динамическое сопротивление r — n -перехода диода, смещенного в прямом направлении. Остаточный ток I_0 и сопротивление закрытого ключа R_0 определяются величиной управляющего напряжения, которое должно быть больше максимального значения коммутируемого напряжения

$$I_0 \leq \left| \frac{U_{\text{упр}}}{R_1 + R_2} - I_{01} \right|; \quad (II-84)$$

$$R_0 = \frac{R_{01}(R_1 + R_2)}{R_{01} + R_1 + R_2}, \quad (II-85)$$

где I_{01} и R_{01} — остаточный ток и обратное сопротивление диода в рабочей точке.

Для рассмотренной схемы характерны большие значения остаточных напряжений и токов, а также сильная зависимость параметров ключа от управляющих цепей. Поэтому данная схема для коммутации постоянных напряжений находит весьма ограниченное применение.

При использовании *двухдиодных ключей* удается получить значительно меньшие остаточные токи и напряжения. Схема такого ключа приведена на рис. 34. Для такой схемы остаточное напряжение определяется выражением

$$U_0 = U_{01} + U_{02} + \left(\frac{U_{\text{упр}0}}{R_y} - \frac{2U_c}{R_c} \right) R_3, \quad (II-86)$$

где $\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{ii}} + \frac{1}{R_y} + \frac{2}{R_c}$; U_{01} и U_{02} — остаточные напряжения диодов; $U_{\text{упр}0}$ — управляющее напряжение, открывающее ключ.

$$I_0 \approx |I_{01} - I_{02}|, \quad (II-87)$$

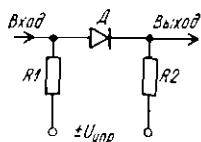


Рис. 33. Диодный ключ.

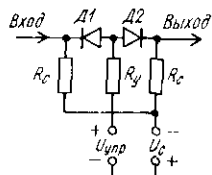


Рис. 34. Ключ с двумя диодами.

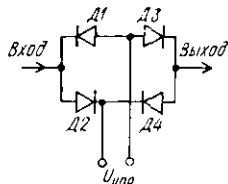


Рис. 35. Диодно-мостовой ключ.

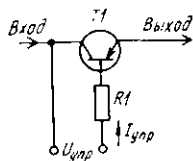


Рис. 36. Транзисторный ключ.

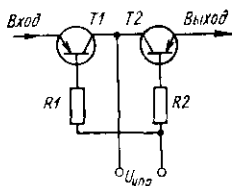


Рис. 37. Ключ с встречным включением транзисторов.

где I_{o1} и I_{o2} — остаточные токи диодов. Сопротивления открытого и закрытого ключа определяются суммой соответствующих сопротивлений диодов:

$$R_o = R_{o1} + R_{o2}; \quad (\text{II-88})$$

$$R_p = R_{p1} + R_{p2}. \quad (\text{II-89})$$

Входное сопротивление схемы $R_{\text{вх}}$ определится параллельным соединением R_y и R_c

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_c R_y}{R_c + 2R_y}. \quad (\text{II-90})$$

Выбор напряжения $U_{\text{упр}}$, закрывающего ключ, и U_a производится на основании соотношения

$$U_{\text{вх}} < |U_{\text{упр}} - U_c|. \quad (\text{II-91})$$

Основным источником нестабильности такой схемы является нестабильность величины напряжения, открывающего диоды.

Двухдиодные ключи могут быть рекомендованы для использования в коммутаторах невысокой точности, встраиваемых в объекты, когда габариты коммутатора играют важную роль.

Диодно-мостовые ключи (рис. 35) характеризуются меньшими остаточными напряжениями по сравнению с однодиодными и двухдиодными схемами. В диодно-мостовых схемах удается почти полностью исключить взаимное влияние цепи управления и измерения при закрытых ключах. Остаточное напряжение схемы без специального подбора диодов имеет величину порядка 5—20 мВ. При подборе диодов его можно снизить в 3—4 раза. Остаточные токи диодно-мостовых ключей могут быть значительно меньше, чем обратные токи диодов, так как остаточный ток определяется разностью меньших обратных токов диодов. Основные характеристики схемы (рис. 35) могут быть определены с помощью следующих соотношений:

$$U_o = \frac{(U_{o1} - U_{o3})(R_{o2} + R_{o4}) + (U_{o4} - U_{o2})(R_{o1} + R_{o3})}{R_{o1} + R_{o2} + R_{o3} + R_{o4}}, \quad (\text{II-92})$$

$$R_o = \frac{(R_{o1} + R_{o3})(R_{o2} + R_{o4})}{R_{o1} + R_{o2} + R_{o3} + R_{o4}}, \quad (\text{II-93})$$

$$R_p = \frac{(R_{p1} + R_{p3})(R_{p2} + R_{p4})}{R_{p1} + R_{p2} + R_{p3} + R_{p4}}, \quad (\text{II-94})$$

$$I_o = [I_{o1} \text{ или } I_{o4}]_{\text{меньший}} - [I_{o2} \text{ или } I_{o3}]_{\text{меньший}}. \quad (\text{II-95})$$

Диодно-мостовые ключи могут быть использованы как в параллельной, так и в последовательной ключевых схемах. Погрешность коммутации, получаемая в последовательной схеме, будет значительно меньше.

Песмотря на определенные трудности в реализации цепей управления диодными схемами, простота и компактность делает их перспективными для малогабаритных коммутирующих устройств.

Транзисторные ключи являются наиболее распространенными элементами бесконтактных коммутаторов. Разомкнутое состояние ключа соответствует закрытому состоянию транзистора, замкнутое — режиму глубокого насыщения. В ключевых схемах транзисторы могут использоваться как в прямом, так и в инверсном включении. Схемы с инверсным включением транзисторов получили большее распространение, поскольку в этом режиме остаточные напряжения и ток меньше, чем в прямом. Во всех режимах управляющим является напряжение на базе транзистора и в режиме насыщения оно является наиболее отрицательным для транзисторов типа $p - n - p$ и наиболее положительным для транзисторов $n - p - n$. Схема однотоанзисторного ключа приведена на рис. 36. Основные параметры ключа могут быть рассчитаны для различных режимов по упрощенным, но дающим значения, близкие к реальным, формулам. Для прямого включения

$$U_o \approx \varphi_T \ln \frac{1}{\alpha_i} + I_{\text{упр}} r_z, \quad (\text{II-96})$$

$$R_o \approx \frac{1 - \alpha_N \alpha_i}{\alpha_N} \cdot \frac{\varphi_T}{I_{\text{упр}}}, \quad (\text{II-97})$$

$$I_o \approx I_{\text{ко}}, \quad (\text{II-98})$$

где φ_T — тепловой потенциал, равный при нормальной температуре 0,26 мВ. α_N , α_i — коэффициенты усиления по току в прямом и инверсном включении соответственно. r_z и r_k — сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов.

Для инверсного включения транзистора:

$$U_o \approx \varphi_T \ln \frac{1}{\alpha_N} + I_{\text{упр}} r_k, \quad (\text{II-99})$$

$$R_o \approx \frac{1 - \alpha_N \alpha_i}{\alpha_i} \cdot \frac{\varphi_T}{I_{\text{упр}}}, \quad (\text{II-100})$$

$$I_o \approx (1 - \alpha_N) I_{\text{зо}}. \quad (\text{II-101})$$

Поскольку $\alpha_i \ll \alpha_N$; $I_{\text{зо}} < I_{\text{ко}}$, а $r_z < r_k$, то остаточные напряжения и ток в инверсном включении будут меньше, а сопротивление открытого ключа больше, чем при прямом включении транзистора.

В качестве ключей могут использоваться как германиевые, так и кремниевые транзисторы, однако характеристики насыщенных кремниевых транзисторов несколько хуже.

Хорошие результаты могут быть достигнуты при встречном включении двух транзисторов, особенно если они выполнены на одном кристалле. При этом можно получить хорошую компенсацию остаточных

токов и напряжений в широком диапазоне рабочих условий. Схема ключа с встречным включением транзисторов приведена на рис. 37. Выпускаемые серийно интегральные транзисторные прерыватели типа К1КТО11А, Б, К1КТ241 имеют аналогичную схему.

Перспективным представляется использование в качестве ключей полевых транзисторов. Остаточное напряжение ключа на полевом транзисторе близко к нулю. Сопротивление канала полевого транзистора достаточно велико и составляет сотни Ом. Высокое входное сопротивление полевого транзистора облегчает построение схем управления.

Среди бесконтактных ключей других типов следует отметить *электронно-лучевые коммутирующие приборы*, в которых роль замыкающего контакта выполняет электронный луч, перемещающийся по контактному полю с помощью систем управления лучом. Такие коммутаторы характеризуются высоким быстродействием (до 10^7 переключений в секунду), достаточно стабильными параметрами. Число коммутируемых каналов в одном приборе — порядка 10.

В последнее время в качестве ключевых элементов начали использоваться *оптико-электронные ключи* (оптропы). Переключение цепи в оптроне осуществляется при засветке фоторезисторов от источника света. В таких ключах полностью исключается связь между коммутируемой цепью и цепью управления, так как переключение осуществляется оптическим сигналом. Такие ключи характеризуются низким уровнем собственных шумов и пригодны для переключения сигналов низких уровней. В качестве источника света в быстродействующих оптронах используются электролюминесцентные элементы. Возможно также использование светодиодов. Соединением отдельных ключевых элементов можно создать многоканальный коммутатор с высокими электрическими параметрами.

Управление коммутаторами

Управление ключами коммутаторов осуществляется с помощью потенциальных или импульсных сигналов, подаваемых на управляющие входы ключей. Порядок подачи управляющих сигналов, устанавливающий последовательность срабатывания ключей, определяется режимом работы коммутатора. Частота следования управляющих сигналов определяется частотным спектром коммутируемых входных сигналов и находится на основании известных критериев дискретизации. Максимальное значение частоты переключения ограничивается быстродействием элементов коммутатора.

Наиболее часто используются следующие режимы работы коммутатора: циклическое переключение ключей коммутатора, при котором осуществляется последовательное (в порядке возрастания номера канала) подключение источников сигнала к устройствам обработки или контроля и кодовое избрание коммутируемого канала, при котором коммутация того или иного канального ключа осуществляется по результатам анализа команд управления. При циклическом режиме работы коммутатора все каналы опрашиваются в течение некоторого времени цикла, причем последовательность опроса всех каналов строго

фиксирована. При кодовом избирании порядок опроса каналов и частота опроса задаются поступающими в устройство управления командами.

При циклическом режиме работы функции управляющего устройства может выполнять распределитель импульсов, выходы которого подключаются к управляющим входам отдельных ключей. В настоящее время распределители импульсов обычно выполняются на интегральных микросхемах, широко используемых при разработке электронной аппаратуры. Распределители импульсов могут быть построены на основе регистров, пересчетных схем, кольцевых сдвигающих схем.

Принцип действия распределителя, построенного на базе кольцевого регистра, основан на том, что однажды записанная в регистр логическая единица последовательно передается из разряда в разряд. Число разрядов кольцевого регистра равно числу каналов коммутатора. Выход каждого разряда связан с управляющим входом ключа соответствующего канала, в результате чего при поступлении единицы в данный разряд происходит отпирание соответствующего ключа и подключение датчика к выходу коммутатора.

Схема распределителя импульсов, выполненного на базе кольцевого n -разрядного регистра, приведена на рис. 38. Запуск схемы производится путем установки триггера первого разряда $Tz1$ в состояние $Q_1 = 1$ импульсом $T_y = 1$, поступающим на переключающий вход распределителя. Под действием импульсов сдвига T_c , подаваемых на переключающие входы триггеров регистра от внешнего генератора импульсов, единица последовательно переносится в старшие разряды регистра до тех пор, пока после n сдвигов она через вентиль $И_{n+1}$ не вернется в первый разряд кольцевого регистра. Длительность цикла опроса всех каналов в n раз превышает длительность периода следования импульсов сдвига. Частота опроса каналов в n раз меньше частоты импульсов сдвига.

Формирование импульсов управления ключами коммутатора производится с помощью импульсов сдвига T_c , подаваемых на входы вентилях $И1 \div И_n$, связанных с выходами триггеров соответствующих разрядов кольцевого сдвигового регистра. При этом импульс управления ключом $T_k = 1$ формируется лишь на выходе схемы $И$, связанной с разрядом регистра, в котором записана единица. Сброс регистра в нулевое состояние осуществляется подачей сигнала $T_{сбр} = 0$ на вход вентиля $И_{n+1}$. При этом вентиль $И_{n+1}$ закрывается, цепь обратной связи размыкается и триггеры регистра устанавливаются в нулевое состояние по истечении некоторого числа тактов сдвига. Возможна также одновременная установка всех триггеров регистра в состояние 0 подачей специального импульса. Недостатками рассмотренной схемы являются: ее неэкономичность, поскольку число логических элементов на

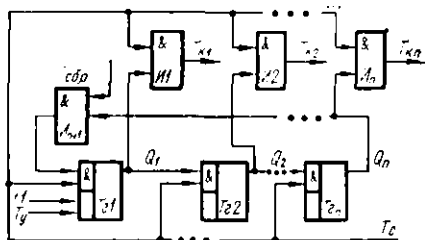


Рис. 38. Распределитель импульсов на базе кольцевого регистра.

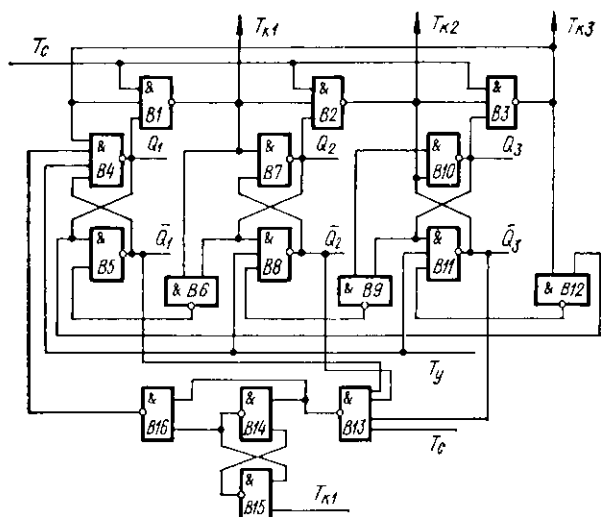


Рис. 39. Распределитель импульсов на кольцевом сдвигающем счетчике.

канал здесь достаточно велико; необходимость специального управляющего сигнала для запуска распределителя; чувствительность к случайным сбоям, поскольку схема не возвращается в рабочее состояние при появлении дополнительной единицы или нуля в регистре. При сбоях возможно одновременное срабатывание нескольких каналов.

В некоторой степени этих недостатков лишены схемы, выполненные на специальных кольцевых сдвигающих схемах, которые обычно относят к разряду сдвигающих счетчиков [54]. В распределителях импульсов, построенных на их основе, также осуществляется кольцевой сдвиг рабочего сигнала «1». Принцип построения такого распределителя на логических схемах И — НЕ иллюстрируется рис. 39, где приведена схема трехканального распределителя импульсов. Число каналов может быть увеличено путем добавления новых секций, связанных аналогичным образом.

В состав каждой секции входит разрядный триггер, собранный на двух элементах И — НЕ, например, B7 и B8, и два вентиля, например, B6 и B2. Всего на один канал распределителя требуется четыре вентиля.

Перед началом работы распределитель импульсов устанавливается в исходное состояние, соответствующее коду 100 ($Q_1 = 1, Q_2 = Q_3 = 0$), с помощью сигнала $T_y = 1$, подаваемого на вентили B4, B8, B11. Импульсы сдвига $T_c = 1$ поступают на переключающий вход распределителя от внешнего генератора. При поступлении первого импульса сдвига на выходе вентили B1 будет сформирован сигнал с уровнем логического нуля и длительностью, определяемой длительностью импульса сдвига. Этот импульс $T_{к1} = 0$ служит управляющим сигналом переключения ключей первого канала коммутатора (в случае необходимости импульс может быть инвертирован).

Выходной сигнал вентиля $B1$ поступит на входы вентилях $B2$, $B6$, $B7$ и установит разрядный триггер второго разряда в состояние 1 ($Q_2 = 1$). Вентили $B2$ и $B6$ будут закрыты сигналом $T_{\kappa 1}$. При наступлении паузы после импульса сдвига вентиль $B6$ откроется (так как $T_{\kappa 1} = 1$, $Q_2 = 1$) и первый разрядный триггер установится в состояние 0, а в схеме распределителя зафиксируется код 010. При этом вентиль $B2$ будет открыт по двум входам сигналами $T_{\kappa 1} = 1$, $Q_2 = 1$, а вентили $B1$ и $B3$ будут открыты лишь по одному входу. Сигнал управления ключами второго канала коммутатора $T_{\kappa 2} = 0$ будет сформирован при поступлении второго импульса сдвига от генератора. Одновременно третий разрядный триггер установится в состояние 1 ($Q_3 = 1$). По окончании второго импульса сдвига в распределителе установится код 001. С приходом третьего импульса сдвига будет сформирован сигнал управления ключами третьего канала, а после его окончания разрядные триггеры распределителя установятся в состояние 100. Далее рабочий цикл будет повторяться.

Приведенная схема характеризуется меньшим расходом элементов на один канал, однако она не свободна от недостатка, связанного с нарушением работы распределителя при появлении ложных единиц или нулей. Для подавления в схеме ложных единиц прямые выходы Q каждого разрядного триггера необходимо подключить ко входам всех остальных элементов, образующих инверсные выходы $\bar{Q}$ разрядных триггеров распределителя. Появление ложных нулей в распределителе (т. е. недопустимой комбинации 000) фиксируется с помощью корректирующей схемы, собранной на четырех вентилях $B13 \div B16$, два из которых ($B14$ и $B15$) образуют корректирующий триггер. Если с помощью корректирующей схемы будет зафиксировано состояние 000, т. е. все каналы коммутатора будут закрыты, то в следующем такте будет выработан сигнал коррекции и распределитель установится в состояние 100, а коммутатор начнет работу с начала цикла.

Корректирующая схема работает следующим образом. Когда разрядные триггеры распределителя установятся в состояния $\bar{Q}_1 = \bar{Q}_2 = \bar{Q}_3 = 0$, в очередном такте сдвига на выходе вентиля $B13$, связанного с инверсными выходами разрядных триггеров $\bar{Q}_1$, $\bar{Q}_2$ и $\bar{Q}_3$, сформируется сигнал 0, который установит триггер на $B14$ и $B15$ в состояние 1 и закроет вентиль $B16$. После окончания импульса сдвига вентиль $B16$ откроется и на его выходе установится сигнал 0, который поступит на вентиль $B4$ и установит первый разрядный триггер в состояние 1, в распределителе при этом установится код 100. С приходом следующего импульса сдвига на вход вентиля $B15$ поступит инвертированный сигнал с вентиля $B1$ и установит корректирующий триггер в исходное состояние.

Данная схема, как и предыдущая, характеризуется тем, что число секций распределителя равно числу каналов. В каждой секции необходимо предусмотреть схему хранения информации (1 или 0), роль которой выполняет разрядный триггер.

В распределителях импульсов, построенных на базе пересчетных схем, формирование импульсов управления ключами осуществляется

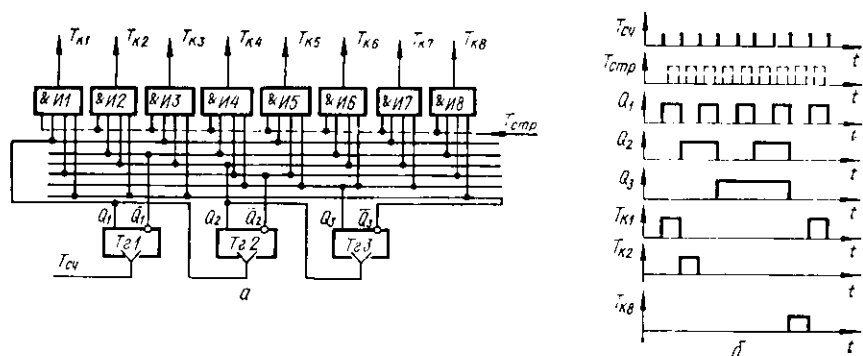


Рис. 40. Распределитель импульсов на базе счетчика и дешифратора.

с помощью специальных схем — дешифраторов, которые расшифровывают состояние счетчика, работающего в режиме счета импульсов $T_{сч}$, поступающих от отдельного генератора. При использовании k -разрядного двоичного счетчика можно построить распределители на число каналов, равное 2^k . В состав дешифратора в этом случае войдут 2^k многовыходных (с числом входов, равным k) схем совпадения, каждая из которых формирует сигнал логической единицы в одном из состояний счетчика.

В качестве примера рассмотрим схему распределителя импульсов на восемь каналов, выполненного на базе трехразрядного двоичного счетчика (рис. 40, а) и линейного дешифратора. Дешифратор состояний триггеров счетчика построен на логических схемах И1 ÷ И8. В процессе счета импульсов код в счетчике изменяется от 000 до 111, при этом цикл опроса всех каналов коммутатора составит 2^k периодов счетных импульсов. В приведенной схеме опрос первого канала производится при записи в счетчике кода 001, второго — при коде 010 и так далее..., восьмого при коде 000, поскольку сигнал управления ключами коммутатора возникает на выходе схемы И только при совпадении всех единиц на входе.

Если время задержки срабатывания триггеров счетчика пренебрежимо мало, то временная диаграмма сигналов в цепях распределителя импульсов будет иметь вид, приведенный на рис. 40, б. Если же время установления кода в счетчике будет значительным, то возможны кратковременные ложные срабатывания каналов коммутатора в процессе установления кода в счетчике. Например, при наличии задержки переключения переход от кода 111 к коду 000 будет сопровождаться установлением кодов 110 и 100, что вызовет последовательное ложное срабатывание соответствующих каналов. Чтобы избежать этого, импульсы управления ключами коммутатора формируют путем стробирования выходов дешифратора импульсами, задержанными относительно счетных импульсов на время, превышающее максимальное время установления кода в счетнике. Стробующие сигналы $T_{стр} = 1$ можно подавать на входы схем И1 ÷ И8 (на рис. 40, а, б показано пунктиром), если применить четырехвыходные схемы. В этом случае ложных

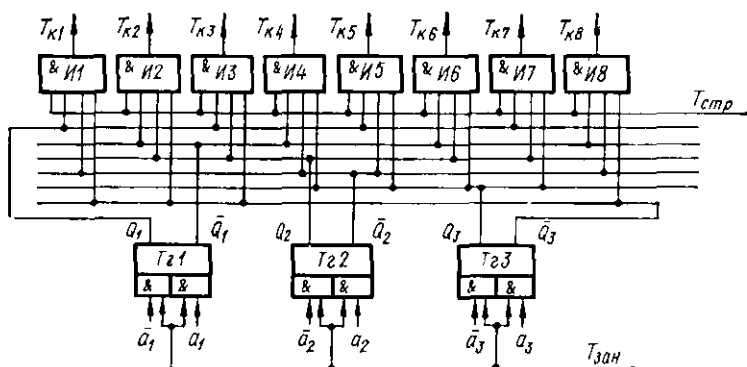


Рис. 41. Устройство управления коммутатором на базе регистра и линейного дешифратора.

срабатываний каналов коммутатора при переключении триггеров счетчика наблюдаться не будет.

Рассмотренные схемы распределителей импульсов применяются для управления коммутаторами при циклическом режиме опроса каналов.

При кодовом избирании коммутируемого канала номер канала задается кодовыми комбинациями, подаваемыми на вход устройства управления коммутатором с определенной частотой. Устройство управления в этом случае представляет собой декодирующее устройство, преобразующее полученную команду — кодовую комбинацию в сигнал управления каналными ключами в соответствии с используемым правилом кодирования. Структура устройства управления коммутатором определяется используемым кодом. Однако в подавляющем большинстве случаев в его состав входит регистр для запоминания команд и дешифратор.

В простейшем случае номер коммутируемого канала определяется k -разрядным двоичным числом, максимальное число каналов коммутатора при этом может быть 2^k . На рис. 41 приведена схема устройства управления коммутатором с кодовым избиранием каналов для случая $k = 3$. Устройство управления представляет собой k -разрядный регистр, где выходы триггеров связаны с входами линейного дешифратора, схема которого аналогична рассмотренной ранее. Параллельный код номера канала $a_3a_2a_1$ заносится в регистр. После записи кода производится стробирование схем И1 ÷ И8, входящих в состав дешифратора, задержанным относительно момента записи кода импульсом $T_{стр} = 1$, в результате чего на соответствующем выходе дешифратора (номер выхода определится кодом, записанным в регистр) будет сформирован импульс управления ключами данного канала.

Приведенная на рис. 41 схема управления коммутатором используется при малом числе каналов, т. е. при малой разрядности кода команды. При увеличении числа каналов растет нагрузка на логические элементы регистра, поскольку увеличивается число схем

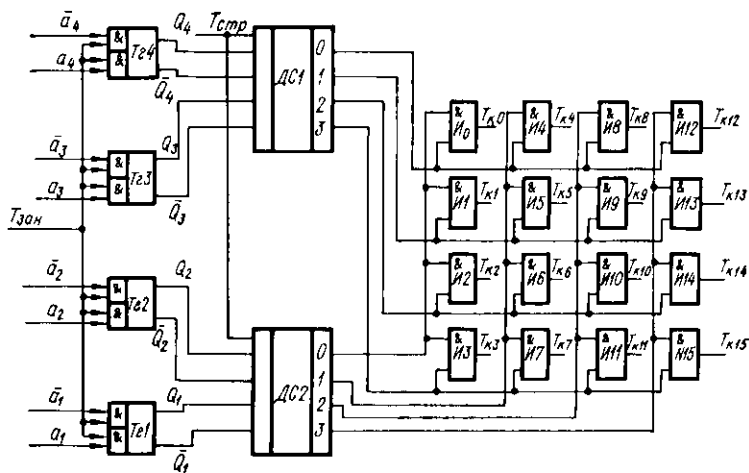


Рис. 42. Устройство управления на базе регистра и прямоугольного дешифратора.

дешифратора, связанных с одним элементом регистра. Для дешифратора требуются также логические схемы с большим числом входов.

По этим причинам при числе каналов, больше 128, целесообразен переход от линейного дешифратора к прямоугольному, который свободен от указанных недостатков. Схема устройства управления коммутатором на 16 каналов с прямоугольным дешифратором приведена на рис. 42 (число каналов сокращено до 16 с целью упрощения рисунка). Поскольку команда выбора канала представляется четырехразрядным двоичным кодом, в состав регистра входит четыре триггера $Tг1 \dots Tг4$, выходы которых связаны с входами стробируемых дешифраторов ДС1 и ДС2. Старшие и младшие разряды кода расшифровываются отдельно дешифраторами ДС1 и ДС2. Выходы дешифратора ДС1 образуют систему строк, а дешифратора ДС2 — систему столбцов некоторой прямоугольной сетки, в узлах которой стоят двухвходовые элементы И0 ÷ И15, связанные с соответствующими этим узлам выходами дешифраторов ДС1 и ДС2. Нетрудно убедиться, что при такой структуре устройства управления каждому значению входного кода будет соответствовать появление сигнала управления ключами на выходе лишь одной из схем И. Например, при записи в регистр кода 11 11 сигнал «1» появится на выходах 3 дешифраторов ДС1 и ДС2 и как следствие этого — на выходе схемы И15, то есть будет сформирован сигнал управления ключами 15-го канала. Аналогично можно проследить формирование сигнала управления коммутатором для любого значения кода.

Использование схем управления с прямоугольными дешифраторами позволяет существенно сократить затраты оборудования при большом числе каналов.

Следует отметить, что при применении других способов кодирования изменится лишь схема применяемого дешифратора.

Методы аналого-цифрового преобразования. Характеристика методов

Информация с большинства контролируемых объектов поступает в непрерывной форме: в виде механического перемещения, угла поворота, постоянного тока, частоты, временного интервала, длительности импульсов. Во многих случаях для эффективной и надежной передачи информации, контроля, регистрации требуется представление сообщения в дискретной форме. Преобразование исходной аналоговой величины в соответствующий ей цифровой эквивалент — код осуществляется с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

В процессе преобразования аналоговой величины в дискретную происходит замена ее текущего значения ближайшей дискретной величиной, т. е. происходит квантование по уровню. Помимо этого осуществляется еще и дискретизация сообщений по времени. Необходимость дискретизации по времени обусловлена рядом причин, одной из которых является то, что сама процедура преобразования занимает определенное время. Кроме того, непрерывный сигнал может быть представлен некоторой минимальной совокупностью отсчетных значений, взятых в соответствии с определенным критерием.

Хотя аналоговая величина (сообщение), подлежащая преобразованию, может быть любой физической природы, желательно преобразовать эту величину в механическое перемещение (линейное перемещение, угол поворота) или в электрический аналог (напряжение, ток, частоту), так как методы и технические средства преобразования этих величин в цифровые эквиваленты разработаны достаточно хорошо.

В зависимости от природы входной величины различают аналого-цифровые преобразователи механических перемещений в цифровой код и преобразователи электрических величин в цифровой код. К последним можно отнести преобразователи напряжения (тока) в цифровой код, преобразователи временного интервала, частоты, фазы в цифровой код.

В основу классификации АЦП могут быть положены конструктивные признаки, вид выходной величины. Однако наиболее целесообразной является классификация, в основе которой лежат методы получения цифрового эквивалента аналоговой величины независимо от ее природы, конструктивных свойств преобразователя.

В соответствии с такой классификацией выделяют *преобразователи последовательного счета, преобразователи поразрядного уравнивания и преобразователи считывания*. Рассмотрим характеристики основных методов. *Метод последовательного счета* основан на уравнивании входной аналоговой величины суммой минимальных по весу эталонов (квантов). Число квантов, использованных при уравнивании, подсчитывается, а момент равенства суммы эталонов и входной величины фиксируется схемой сравнения.

При *методе поразрядного уравнивания* используется некоторое количество эталонов, вес которых пропорционален при двоичной системе счисления степени числа 2. Уравнивание входной аналоговой величины начинается с эталона с наибольшим весом. В зависимости от результатов сравнения входной величины и данного эталона определяется цифра в старшем разряде выходного кода. Если эталон больше входной аналоговой величины, то в старшем разряде ставится 0 и производится попытка уравнивания следующим по весу эталоном. Если эталон равен или меньше входной величины, в старшем разряде ставится 1 и дальше производится уравнивание разности между входной величиной и первым эталоном. Аналогичные операции осуществляются для всех остальных эталонов.

При *методе считывания* необходимо иметь $2^n - 1$ эталонов с весами, отличающимися на один квант. Сравнение входной величины с каждым эталоном производится одновременно с помощью $2^n - 1$ схем сравнения. По результатам сравнения определяется выходной код.

Основные характеристики АЦП

К числу наиболее важных характеристик АЦП относятся: диапазон изменения входных и выходных величин, погрешность преобразования, временные параметры, тип выходного кода.

Любой преобразователь характеризуется возможным диапазоном изменения входной аналоговой величины. Этот диапазон определяет число разрядов выходного кода и вес наименьшего разряда.

Погрешность АЦП складывается из следующих компонентов: погрешности квантования входного сигнала по времени, погрешности округления, обусловленной квантованием сигнала по уровню, и инструментальной погрешности преобразователя. Первые две составляющие погрешности рассмотрены на стр. 000. Инструментальная погрешность определяется нестабильностью порога срабатывания реальной схемы сравнения, нестабильностью эталонов, действием помех. Как правило, эти составляющие погрешности независимы и инструментальная среднеквадратичная погрешность

$$\sigma_n = \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_s^2 + \sigma_n^2}, \quad (\text{II-102})$$

где σ_c , σ_s , σ_n — среднеквадратичные погрешности.

К временным параметрам относятся: период преобразования, длительность цикла преобразования, время преобразования. Период преобразования $T_{\text{пр}}$ определяется интервалом между двумя последовательными преобразованиями. Величина, обратная периоду, называется частотой преобразования. Длительность цикла преобразования $T_{\text{ц}}$ определяется задержкой между моментами преобразования и моментом выдачи соответствующего кода. Время, в течение которого входной сигнал непосредственно взаимодействует с АЦП, называется временем преобразования. Помимо указанных параметров АЦП характеризуют наименьшим значением входной величины, различаемым

преобразователем. Эта величина характеризует чувствительность АЦП.

Выходные сигналы преобразователя являются цифровыми эквивалентами непрерывных величин, представленными в различных системах кодирования (двоичной, десятичной, двоично-десятичной). Чаще других используются двоичная и двоично-десятичная система кодирования, что обусловлено простотой выполнения арифметических операций в этих системах и легкостью преобразования в привычный для человека десятичный код.

АЦП являются сложными устройствами, поэтому надежность преобразователя также необходимо отнести к числу важнейших характеристик.

Сравнение различных методов аналого-цифрового преобразования дает возможность определить наиболее целесообразные области применения различных АЦП. Основными показателями, принимаемыми во внимание при сравнении, считают быстродействие, точность преобразования, аппаратную сложность.

Проведенные исследования [21] дают основание считать, что точность преобразования мало зависит от метода преобразования.

Оценки быстродействия различных методов преобразования показали, что самое высокое быстродействие обеспечивает метод считывания. Поскольку длительность цикла преобразования у АЦП считывания не зависит от числа разрядов, его относительное быстродействие возрастает с увеличением числа разрядов.

Сравнение АЦП поразрядного уравнивания и последовательного счета показало, что при числе разрядов меньше 8 преобразователь последовательного счета имеет меньшую длительность цикла преобразования, чем АЦП поразрядного уравнивания.

Следует заметить, что в большинстве случаев повышение точности преобразования ведет к снижению быстродействия, поскольку элементы и узлы АЦП, обеспечивающие высокую точность, имеют и большее время срабатывания.

Наименьшей аппаратной сложностью характеризуются АЦП последовательного счета. Эти преимущества особенно проявляются при большом числе разрядов преобразователя.

В настоящее время в качестве одного из возможных способов оценки АЦП рекомендуется информационно-аппаратурный критерий качества, характеризующий количество информации, пропускаемой АЦП в единицу времени, на единицу его оборудования (одну деталь). Вычисляется отношение пропускной способности C преобразователя к числу элементов преобразователя N .

$$A = \frac{C}{N}, \quad (\text{II-103})$$

где $C = \frac{n}{T_{\text{ц}}}$; n — число разрядов; $T_{\text{ц}}$ — длительность цикла преобразования.

Сравнение различных преобразователей, проведенное с использованием информационно-аппаратурного критерия [21], показало, что АЦП считывания могут использоваться с той же эффективностью,

что и АЦП поразрядного уравнивания, лишь при малом числе разрядов. При числе разрядов $n \leq 8$ наиболее эффективны АЦП последовательного счета, а при $n \geq 10$ — преобразователи поразрядного уравнивания. Следует заметить, что в тех случаях, когда АЦП поразрядного уравнивания и последовательного счета не обеспечивают необходимого быстродействия, используют АЦП считывания, несмотря на их низкую эффективность, согласно критерию (П-103).

Преобразователи перемещений в цифровой код

При построении преобразователей перемещений в цифровой код используются только метод считывания и метод последовательного счета. Следует отметить, что при построении таких АЦП используют различные физические явления, чем обуславливается многообразие элементов, применяемых в преобразователях. В большинстве случаев кодируется угловое перемещение, ибо во многих случаях линейные перемещения с помощью различных устройств преобразуются в угловые. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только преобразователи угловых перемещений.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СЧИТЫВАНИЯ

Для осуществления метода считывания необходимо иметь $2^n - 1$ эталонов, с которыми производится сравнение преобразуемой величины, и столько же схем сравнения. Практически создают кодовые шкалы, количество которых равно числу разрядов кода, а число интервалов между делениями отдельных шкал определяется как 2^i , где i — номер данной шкалы, начиная с нуля. Минимальная цепя деления при этом будет определяться шагом квантования. Но число схем сравнения сократится с $2^n - 1$ до n .

Таким образом, в составе преобразователя должны быть, как минимум, кодовые шкалы и устройства сравнения. Реально в состав такого АЦП входит ряд устройств усиления и преобразования сигналов, схемы считывания и хранения кодов, другие схемы.

Принцип действия преобразователей углового перемещения в код можно рассмотреть на примере *преобразователя с контактным съемом кодового сигнала*. Различают преобразователи с нажимным и со скользящим контактами. Кодовые шкалы преобразователей могут быть дисковыми или барабанными. На рис. 43 44 изображены кодирующий диск и кодирующий барабан четырехразрядного преобразователя.

На кодирующем диске шкалы представляют собой концентрические кольца, состоящие из чередующихся проводящих и непроводящих площадок. Количество колец равно числу разрядов кода. Размеры площадок в каждом кольце одинаковы, а их число определяется позицией данного разряда в коде. Все проводящие площадки электрически соединяются между собой и со специальным кольцом, являющимся общим токоведущим элементом. Общим токоведущим элементом

может быть материал диска, если диск изготовить из проводящего материала.

Обычно шкалы младших разрядов, содержащие наибольшее количество элементов, располагаются на периферии диска, а шкалы старших разрядов — ближе к центру. Это дает возможность при прочих условиях увеличить размеры минимального элемента на диске.

В преобразователе с кодирующим барабаном шкалы выполняются в виде колец, расположенных на поверхности барабана и состоящих из чередующихся проводящих и непроводящих участков (рис. 44).

В качестве чувствительных элементов используются щетки — токосъемники 1, располагаемые над разрядными кольцами диска или барабана. При нахождении токосъемников на проводящих участках в соответствующих разрядах кода формируются единицы. Если щетка находится на непроводящем участке, в данном разряде будет нуль. Обычно токосъемники устанавливаются на одной прямой, называемой линией считывания. На диске линия считывания ориентирована по радиусу диска, на барабане — параллельна образующей барабана.

При использовании обычных двоичных шкал появляется опасность возникновения ложных кодов при переходе от одного числа к другому. Во избежание этого явления необходимо, чтобы граница между числами была прямой линией, а токосъемники располагались точно вдоль этой линии. В реальных условиях этого достичь не удается вследствие неизбежного технологического разброса размеров элементов диска или барабана и неточности установки токосъемников. Вследствие этого все токосъемники не будут одновременно переходить границу между числами. Пусть диск (рис. 43) движется в направлении, указанном стрелкой, а токосъемники расположены так, что их крайние положения соответствуют позициям *a* и *б*. В исходном состоянии все токосъемники находятся на

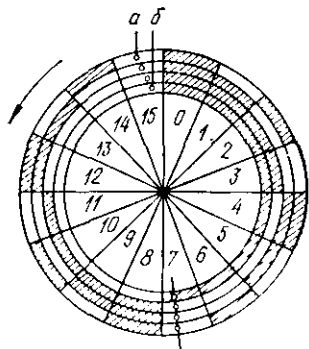


Рис. 43. Кодирующий диск.

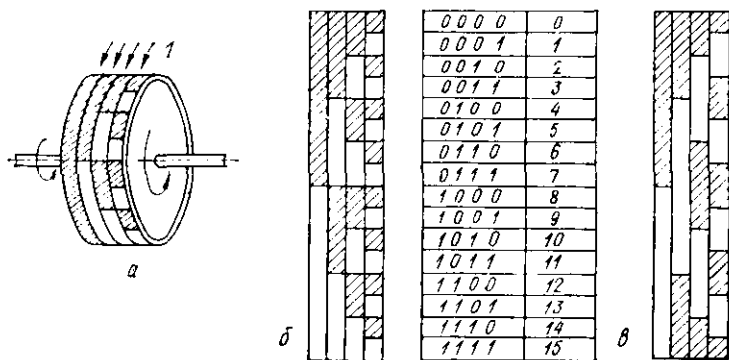


Рис. 44. Кодирующий барабан: *a* — конструкция; развертка кодирующих масок в двоичном коде (*б*) и коде Грея (*в*).

Таблица 1

Десятичное число	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Двоичный код	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
Код Грея	0000	0001	0011	0010	0110	0101	0100	0100	1100	1101	1111	1110	1010	1011	1001	1000

проводящих участках и выходной код будет равен 1111. Следующее значение кода должно быть 0000, однако по мере перемещения диска токоъемники перейдут границу между числами неодновременно (сначала токоъемники старших разрядов, а затем — младших). В результате этого код при таком переходе будет принимать значения 0111, затем 0011, 0001 и 0000, хотя кодируемый угол значений 0111, 0011, 0001 (7, 3 и 1 в десятичной системе) не принимал. Ошибка при этом может достигнуть 50%. Аналогичная ситуация может создаться и в местах других переходов от одного значения угла к другому. Чтобы этого избежать, используются специальные шкалы дискретизации, наносимые на диск с целью исключения возможности считывания кода на границах между числами. Во многих случаях используются специальные виды кодов, отличающиеся тем, что при переходе от одного числа к другому изменяется единица лишь в одном из разрядов числа. К числу таких кодов относятся так называемые рефлексные коды, из которых в преобразователях угловых перемещений используется рефлексный двоичный код, часто называемый кодом Грея. Образование кода Грея из обычного двоичного кода производится по следующим правилам. Если обозначить двоичное число

$$a = a_n a_{n-1} \dots a_i \dots a_2 a_1, \quad (\text{II-104})$$

а это же число в коде Грея

$$b = b_n b_{n-1} \dots b_i \dots b_2 b_1, \quad (\text{II-105})$$

где a_i и b_i — значения кода (единица или ноль) в i -м разряде, то значения разрядов в коде Грея определяются как сумма по модулю 2 соответствующих разрядов двоичного кода:

$$b_i = |a_{i+1} + a_i|_{\text{mod} 2}. \quad (\text{II-106})$$

Переход от кода Грея к двоичному осуществляется в соответствии с выражением

$$a_i = \left| \sum_{k=i}^{k=n} b_k \right|_{\text{mod} 2}. \quad (\text{II-107})$$

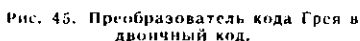
Как видно из рис. 44, на кодовой шкале, построенной с использованием кода Грея, отсутствуют переходы, характеризующиеся одновременным изменением единиц в нескольких разрядах. Кроме того, размеры элемента шкалы

После считывания код Грея преобразуется в обычный двоичный код с помощью специальных устройств. Структурная схема такого преобразователя приведена на рис. 45. Триггеры $Tr_1 - Tr_n$ служат для хранения значений

Контактные преобразователи угловых перемещений характеризуются простотой конструкции, большой амплитудой снимаемых сигналов, высоким отношением сигнал/шум. Разрядность преобразователя доходит до 19 (в многоотсчетных схемах). Одновременно следует отметить и ряд существенных недостатков, таких как влияние преобразователя на преобразуемую величину вследствие трения между контактными поверхностями, малое быстроедействие и малый срок службы, определяемый сроком службы контактов.

Фотоэлектрические преобразователи в настоящее время являются наиболее распространенными. Это объясняется тем, что при сравнительно небольших габаритах преобразователя реализуется высокая точность преобразования. Кроме того, такие преобразователи имеют малый момент инерции и создают небольшую нагрузку на вал, угол поворота которого кодируется. Основным элементом фотоэлектрического преобразователя является кодирующий диск, выполненный из прозрачного материала (обычно оптическое стекло), на котором нанесена кодовая маска, представляющая собой сочетание прозрачных и непрозрачных участков.

В качестве чувствительных элементов используются фотоприемники (фотодиоды, фототранзисторы, фоторезисторы), располагаемые обычно по радиусу диска. Свет от источника проходит через кодирующий диск и попадает на фотоприемники. При засветке фотоприемника через прозрачный участок диска формируется единица данного разряда кода. Если фотоприемник закрыт непрозрачным участком, то в данном разряде формируется ноль.



Простейшая кодовая маска может иметь вид, как показано на рис. 43, если принять, что непрозрачные участки заштрихованы, а прозрачные нет. Так же, как и в контактных преобразователях, дорожки младших разрядов располагаются на периферии диска, а старших — ближе к центру. Для считывания кода необходимо обеспечить подсветку линии считывания. Создание светового луча в виде линии производится с помощью оптических систем с вырезающими щелями, а также с помощью точечных или линейных источников света. При использовании вырезающих щелей и диафрагм можно получить ширину светового луча на линии считывания порядка 0,02 мм.

Обычно с целью устранения неоднозначности отсчетов в фотоэлектрических преобразователях используют шкалы с кодом Грея.

Выбор пары источник света — фотоприемник производится из условий согласования спектральных характеристик источника излучения и фотоприемника. В паре с такими фотоприемниками, как фотодиоды, фототранзисторы, фоторезисторы, используются газоразрядные, дуговые лампы и лампы накаливания. Часто для повышения надежности работы применяют модуляцию светового потока источника света.

Для фотоэлектрических преобразователей характерно относительно малое значение отношения полезного сигнала к шуму, поскольку фотоприемник работает при малых уровнях освещенности. Для повышения отношения сигнала к шуму и надежности работы преобразователя в целом в настоящее время в качестве источников света используют светодиоды, а подведение светового потока к фотоприемнику осуществляют с помощью волоконно-оптических жгутов с малыми потерями света. Это существенно повышает надежность преобразователей.

Фотоэлектрические преобразователи с одним диском позволяют получить разрешающую способность до 16—18 разрядов. Они оказывают малое влияние на преобразуемую величину вследствие малых момента инерции диска и трения в системе. Трудности, возникающие при построении таких устройств, связаны с необходимостью повышения температурной стабильности параметров фотоприемников.

Индуктивные преобразователи. В индуктивных и трансформаторных преобразователях угловых перемещений для получения цифрового эквивалента аналоговой величины используется либо изменение результирующего магнитного потока за счет экранирующего действия материала кодирующего диска в магнитной цепи чувствительного элемента, либо изменение магнитного сопротивления магнитопровода чувствительного элемента при введении в воздушный зазор материала с высокой магнитной проницаемостью.

Принцип работы такого преобразователя показан на рис. 46. Обмотки трансформатора I и II располагают друг против друга по обе стороны кодирующего диска. Диск I выполнен из немагнитного проводника и имеет кодовый рисунок в виде отверстий, расположенных на кодовых дорожках. Отверстия соответствуют единицам соответствующих разрядов, а перемычки между отверстиями — нулям. Питание обмотки I (первичной) осуществляется импульсным током. Если между сердечниками 2 располагается отверстие, то магнитный поток

первичной обмотки не экранируется и во вторичной обмотке возникает импульс тока. Это соответствует единице в данном разряде. При наличии в зазоре перемычки в материале диска возникают вихревые токи, величина которых тем больше, чем выше электропроводность материала. Вихревые токи создают магнитный поток, направленный против магнитного потока обмотки I, вследствие чего амплитуда импульса во вторичной обмотке будет меньше, чем в предыдущем случае. При этом в данном разряде формируется нуль.

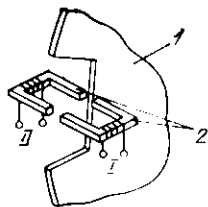


Рис. 46. К принципу работы индуктивного преобразователя.

Величина зазора между сердечниками 2 выбирается возможно меньшей, поскольку это позволяет уменьшить размеры сердечников и повысить уровень сигнала на выходе. Для увеличения отношения сигналов единицы и нуля необходимо выбирать материал диска с высокими экранирующими свойствами. Выбор толщины диска производится с учетом жесткости его конструкции и экранирующих свойств, определяющихся глубиной проникновения электромагнитных волн δ_m . Медь на частоте 65 кГц характеризуется величиной δ_m , равной 0,26 мм, алюминий — 0,34 мм, пермаллой — 0,036 мм.

Обычно диски изготавливают из листовой латуни или меди толщиной 0,5—1 мм, что обеспечивает необходимую жесткость и хорошее экранирующее действие. Величина зазора при этом 0,8—1,2 мм.

Преимуществами индуктивных преобразователей являются высокая надежность в широком диапазоне рабочих условий, малый момент инерции и трения. Недостатками являются малое отношение сигнала, соответствующего единице, к сигналу, соответствующему нулю. Кроме того, возможности получения большого числа разрядов (при малых габаритах) здесь ограничены размерами чувствительных элементов. Поэтому обычно в однодисковом преобразователе реализуется точность порядка 7—8 двоичных разрядов.

В настоящее время разработаны преобразователи угловых перемещений, в которых используется эффект уменьшения сопротивления магнитной цепи при введении в зазор ферромагнитного материала, преобразователи с трансфлюксорным съемом сигнала и ряд других. Эти типы преобразователей имеют приемлемые характеристики и позволяют реализовать точность в пределах 7—10 двоичных разрядов (22).

В преобразователе с матричным кодированием (рис. 47) производится кодирование положения чувствительного элемента в принятой системе кодирования. Работа такого преобразователя происходит следующим образом. Контактная щетка жестко закрепляется на валу, угол поворота которого кодируется. Перемещаясь по контактной ламели, щетка замыкает один из контактов. Каждый из контактов соединен проводником с кодирующим устройством, структура которого выбирается в соответствии с принятым кодом. На рис. 47 показан двохвостый шифратор, кодирующий положение щетки в двоичном коде. При замыкании контакта к одному из входов шифратора по проводнику подводится постоянный ток. С данным проводником связаны выходные

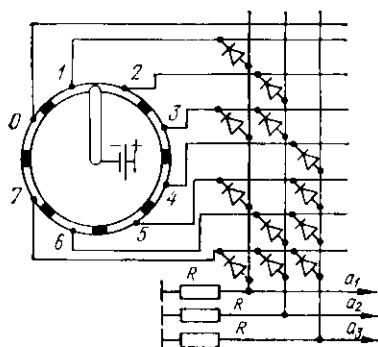


Рис. 47. Преобразователь с матричным кодированием.

установке чувствительных элементов, взаимным влиянием кодовых дорожек. Эти погрешности носят случайный характер и определяются в основном несовершенством технологии изготовления устройства. Повышение точности кодирования может быть достигнуто путем использования многоотсчетных преобразователей, представляющих собой несколько преобразователей углового перемещения в код, связанных между собой редукторами с соответствующими передаточными числами. При наличии двух преобразователей (точного и грубого отсчета) одному обороту вала преобразователя грубого отсчета должно соответствовать 2^m оборотов точного преобразователя, где m — число разрядов преобразователя грубого отсчета. Применение многоотсчетных преобразователей позволяет увеличить точность кодирования без увеличения габаритов кодирующих дисков. Следует, однако, учесть, что при использовании многоотсчетных преобразователей возрастает нагрузка на входной вал. Кроме того, предъявляются высокие требования к используемым редукторам по точности изготовления и величине люфтов. В связи с этим целесообразно рекомендовать исполь-

зовать шифраторы, соответствующие единицам в коде данной позиции. Таким образом, на выходах шифратора появятся сигналы постоянного тока в соответствии с кодом позиции, занимаемой щеткой.

Таким преобразователям присущи все недостатки контактных преобразователей, поэтому они имеют ограниченное применение.

Инструментальные погрешности преобразователей считывания определяются погрешностями в величине участков кодовой дорожки, в

Таблица 2

Вид преобразователя	Характеристика						
	Предельная разрешающая способность, квантов/мм	Отношение сигнал/шум	Момент трения, г·см	Момент инерции (сравнительный)	Максимальная скорость вращения, об/мин	Срок службы в оборотах входной оси $\times 10^6$	Стоимость (сравнительная)
Контактный	3	Более 20	15—20	малый	200	5	малая
	50	2—4	1	большой	500	100	большая
Фотоэлектрический	0,8	3—4	1	средний	3000	100	средняя
	0,5	2—4	1	малый	3000	нет данных	нет данных
Индуктивный							
Емкостный							
Трансфлюксорный	2	5—10	1	средний	10 000	1000	средняя

зование оптических редукторов, а также муарового эффекта в каналах точного отсчета. В заключение приведем некоторые характеристики преобразователей угловых перемещений в цифровой код, построенных по методу считывания (табл. 2) [21].

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СЧЕТА

Преобразователи угловых перемещений последовательного счета делятся на две группы: накапливающие и циклические. Преобразователи первого типа измеряют приращения угла, вторые — полные значения углового перемещения.

В преобразователях накапливающего типа диапазон измерения входной величины условно разбивается на единичные приращения — кванты. Чувствительный элемент вырабатывает сигналы при измерении угла больше, чем величина кванта. Подсчет сигналов производится с помощью счетчика, в котором суммируются с учетом знака единичные приращения. Недостаток такого способа заключается в том, что в таких преобразователях имеется возможность накопления ошибки при пропадании сигналов чувствительного элемента. Эта ошибка будет во всех результатах кодирования, а при последующих пропусках сигналов может даже накапливаться. Кодировщик такого устройства имеет определенное (в соответствии с разрядностью преобразователя) число единичных участков. Принцип работы накапливающего преобразователя иллюстрируется схемой, приведенной на рис. 48. На стеклянном диске нанесена счетная шкала, аналогичная шкале младшего разряда преобразователей считывания, на второй дорожке нанесена вспомогательная шкала, идентичная первой, но сдвинутая на половину элемента шкалы. Шкалы освещены светом, проходящим через щелевую диафрагму D . Диск укреплен на валу, угловое перемещение которого кодируется. В состав преобразователя входят два фотоприемника $\Phi 1$ и $\Phi 2$, формирующие сигналы при прохождении перед ними участков соответствующих шкал. Когда перед фотоприемником находится прозрачный участок, на его выходе будет сигнал высокого уровня. Если перед фотоприемником находится непрозрачный участок, уровень выходного сигнала фотоприемника будет низким. Триггеры $Tz1$ и $Tz2$ формируют из сигналов фотоприемников прямоугольные импульсы. Дифференцирующая цепочка $D1$ формирует импульсы в моменты, когда непрозрачный участок сменяется прозрачным (в моменты, соответствующие положительным перепадам сигналов $Tz1$), а дифференцирующая цепочка $D2$ в моменты, соответствующие отрицательным перепадам сигнала $Tz1$ (смена прозрачного участка непрозрачным). Вентили $B1$ и $B2$ управляются положительным перепадом напряжения $Tz2$ (разрешающий потенциал).

Пусть движение диска по часовой стрелке соответствует увеличению угла, и подсчеты единичных приращений производятся в момент смены непрозрачных участков прозрачными, что соответствует появлению сигнала на выходе $D1$.

При движении диска по часовой стрелке при данной конфигурации диска последовательность импульсов фотоприемника $\Phi 2$ будет

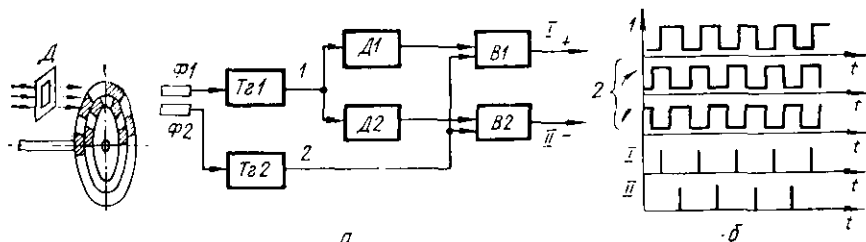


Рис. 48. Накапливающий преобразователь угол — код: а — схема; б — временные диаграммы.

опережать по фазе последовательность импульсов фотоприемника $\Phi 1$ (см. временную диаграмму). При этом импульсы дифференцирующей цепочки $Д1$ будут совпадать по времени с положительными перепадами сигналов $Tz2$ и проходить через $В1$ на суммирующий вход реверсивного счетчика, код в котором будет нарастать пропорционально изменению кодируемого угла. Когда диск начнет двигаться в противоположном направлении, что будет соответствовать уменьшению угла, код в счетчике должен уменьшаться на единицу всякий раз при прохождении перед фотоприемником $\Phi 1$ тех точек диска, где при положительном изменении угла вырабатывались импульсы дифференцирующей цепочки $Д1$. При реверсе диска это будет соответствовать моментам смены прозрачных участков непрозрачными, т. е. моментам появления импульсов на выходе дифференцирующей цепочки $Д2$.

Когда диск движется против часовой стрелки (угол уменьшается), последовательность импульсов на выходе $\Phi 2$ будет отставать по фазе от последовательности импульсов на выходе $\Phi 1$ и, как видно из временной диаграммы, импульсы с выхода схемы $Д2$, совпадающие с разрешающими сигналами $Tz2$ пройдут через $В2$ на вычитающий вход реверсивного счетчика, код в котором будет убывать. Импульсы же с выхода цепочки $Д1$ на выход вентиля $В1$ не пройдут, так как на его входе будет запрещающий потенциал.

Таким образом, в данной схеме производится подсчет единичных изменений углового перемещения с учетом направления перемещения.

В качестве датчика единичного углового перемещения могут быть использованы не только счетные шкалы рассмотренного типа. Широко распространен преобразователь с многополюсным индуктивным элементом, который обычно называют индуктосином. Принцип действия индуктосина поясняется рис. 49. На пластине из диэлектрика печатным способом наносится обмотка, питание которой осуществляется от генератора переменного тока повышенной частоты (порядка сотен килогерц). При таком расположении проводников обмотки токи в соседних проводниках сдвинуты на 180° , поскольку проводники направлены встречно. Это означает, что напряженность поля будет максимальной вблизи проводников и минимальной в середине промежутка между ними. При перемещении рамки вдоль обмотки амплитуда напряжения в рамке будет нарастать и убывать, изменяясь по синусоидальному закону (рис. 49, б). Подсчитав количество переходов напряжения в рамке через нуль при ее перемещении, можно определить величину перемещения рамки. Если обмотку расположить на одном

диске, а рамку на другом, можно осуществить кодирование угловых перемещений.

В индуктосине вместо рамки используется диск, подобный диску с первичной обмоткой, связанному с валом, угол поворота которого кодируется. Оба диска устанавливаются соосно. Между дисками имеется небольшой промежуток. Использование вместо рамки диска снижает влияние технологических допусков, увеличивает выходной сигнал и чувствительность индуктосина.

В настоящее время техника печатного монтажа позволяет получать за один оборот до 2000 счетных импульсов. Поскольку при повороте вала изменяется не только амплитуда сигнала, но и его фаза, возможно повышение точности преобразователя с индуктосином за счет измерения фазы выходного напряжения в промежуточных точках. Определение направления перемещения производится путем использования второй системы проводников, сдвинутых на половину промежутка между проводниками. Питание роторной обмотки осуществляется с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого печатным способом наносится на диск.

Если обмотку ротора выполнить из двух секций и запитать секции напряжениями равной амплитуды, но сдвинутыми по фазе на 90° , то амплитуда напряжения, снимаемого со статора, будет постоянной, а фаза будет изменяться в зависимости от угла поворота. Этот режим называют фазовым режимом работы индуктосина. Поскольку измерение фазы может быть осуществлено с гораздо большей точностью, чем амплитуды, то фазовый режим является основным при использовании индуктосина в преобразователе угловых перемещений в код. В этом режиме фаза выходного тока индуктосина изменяется в n раз быстрее, чем угол поворота, где n — число шагов обмотки индуктосина, что позволяет кодировать угловые перемещения с высокой точностью.

Высокая точность кодирования угловых перемещений может быть получена при использовании фотоэлектрических преобразователей с дифракционными решетками, которые бывают сеточными, верньерными и муаровыми [22]. В преобразователях с дифракционными решетками два диска: неподвижный и подвижный, связанный с валом, угол поворота которого кодируется.

В преобразователях с сеточными решетками на обоих дисках наносятся непрозрачные риски с одинаковым шагом. Диски располагаются параллельно. С одной стороны дисков располагают источник света, с другой — фотоприемник. Если риски одного диска совпадают с промежутками другого, то световой поток, попадающий на фотоприемник, будет минимальным. При совпадении риска световой поток, попадающий на фотоприемник, будет максимальным. Изменение светового потока и, следовательно, выходного сигнала фотоприемника от минимального значения до максимального произойдет при смещении

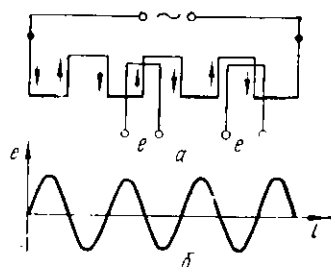


Рис. 49. Линейный индуктосин:
а — расположение обмоток;
б — выходной сигнал.

диска на одну риску. Поскольку нет необходимости различать отдельную риску, поле зрения фотоприемника расширяют так, чтобы он воспринимал световой поток в зоне нескольких рисков. Это увеличивает попадающий на фотоприемник световой поток, усредняет погрешности от нанесения отдельных рисков и снижает требования к усилителю сигналов фотоприемника. Определение направления вращения производится с помощью второго фотоприемника и дополнительной неподвижной шкалы, сдвинутой на четверть шага относительно другой неподвижной шкалы.

В преобразователях с решетками верньерного типа также имеется два диска, неподвижный и подвижный, связанный с входным валом. Однако количество рисков на дисках различное. Обычно различие составляет 10%. Вследствие различия в числе рисков по окружности шкал образуются зоны минимального и максимального пропускания света, чередующихся между собой. Количество зон равно разности количества рисков. При перемещении подвижного диска на один шаг области минимальной и максимальной освещенности смещаются на одну зону. Фотоприемник фиксирует такие изменения и вырабатывает сигналы, которые подсчитываются счетчиком. Для определения направления смещения используется второй фотоприемник, смещенный по окружности на четверть зоны или на величину, равную $(n + \frac{1}{4})$ зон, где $n = 1, 2, 3, \dots$. Вследствие смещения второго фотоприемника появляется необходимость в дополнительном источнике света.

Преобразователи с решетками муарового типа имеют два диска с одинаковым числом рисков, нанесенных через одинаковые промежутки. Однако риски на неподвижном диске скошены по отношению к рискам подвижного диска. Из-за скоса рисков при освещении дисков образуются муаровые полосы в виде светлых и темных концентрических окружностей. При вращении подвижного диска окружности смещаются в радиальном направлении. Направление смещения зависит от направления вращения диска. Если расстояние между рисками l , а угол скоса между рисками α , то шаг муаровых полос ΔR будет равен

$$\Delta R = \frac{l}{2 \sin \frac{\alpha}{2}}. \quad (\text{II-108})$$

При малых углах α шаг можно определить по приближенной формуле:

$$\Delta R \approx \frac{l}{\alpha}.$$

Вследствие того, что смещение полос происходит в радиальном направлении, можно обойтись одним источником света, а фотоприемники устанавливать как в пределах одной полосы, так и сместив их на $(n + \frac{1}{4})$ шагов в радиальном направлении.

В преобразователях с дифракционными решетками муарового типа достигается высокая точность, поскольку современная технология позволяет наносить более 10^3 рисков на миллиметр.

Обычно преобразователи с дифракционными решетками не используют для измерения полного угла. Их применяют в каналах точного

отсчета многоотсчетных преобразователей, где старшие разряды определяются с помощью кодовых дисков или шкал, а младшие — определяются с помощью решеток.

Циклические преобразователи угловых перемещений характеризуются тем, что значение кода, соответствующего текущему значению преобразуемого угла, вырабатывается в каждом цикле преобразования, а полученный результат не зависит от результатов предыдущих преобразований. В таких преобразователях осуществляется циклическое развертывание пространства параметра (угла) в пределах динамического диапазона изменения угла. Если осуществляется предварительное преобразование угловой величины в соответствующий ей временной интервал, то производится измерение этого временного интервала.

Развертывание пространства параметра и подсчет единичных квантов пространства, пройденных развертывающим элементом, осуществляется в *преобразователе с вращающимся магнитным барабаном* (рис. 50). Магнитный барабан 4, имеющий две дорожки, вращается с постоянной скоростью. На первой дорожке равномерно нанесены магнитные риски в виде узких намагниченных участков, считывание этих рисков производится магнитной головкой МГ2. Считывание каждой последующей риски свидетельствует о том, что барабан повернулся на некоторый угол, рассматриваемый как единичное приращение, квант угловой величины. На второй дорожке нанесена лишь одна магнитная риска, являющаяся опорной. Считывание опорной риски производится двумя головками МГ1 и МГ3, причем головка МГ3 связана с валом 5, угол которого кодируется, и поворачивается вместе с ним. Положение МГ1 соответствует условно нулевому значению преобразуемого угла. Импульсы головок МГ1 и МГ3 с помощью триггера Тг управляют вентилем В, открывая или закрывая доступ в счетчик Сч импульсам, считанным головкой МГ2. Таким образом, при смещении головки МГ3 относительно МГ1 количество магнитных рисков, считанных головкой МГ2, определит величину углового перемещения головки МГ3 относительно нулевого положения. Образующийся в счетчике Сч код должен быть считан до того, как барабан совершит полный оборот. Считывание кода может быть осуществлено задержанным импульсом головки МГ1. Отсчетные значения углового перемещения снимаются с частотой, равной числу оборотов барабана.

Возможны и другие режимы работы данного устройства, например, запись опорной риски головкой МГ3 по стартовому сигналу, который, воздействуя на триггер, откроет вентиль, пропускающий импульсы от головки МГ2 в счетчик. Закрытие вентили произойдет при считывании риски головкой МГ1. Затем риска должна быть стерта с помощью специальной головки.

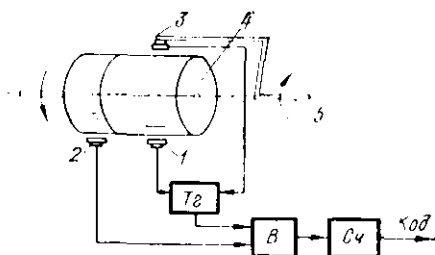


Рис. 50. Преобразователь с магнитным барабаном.

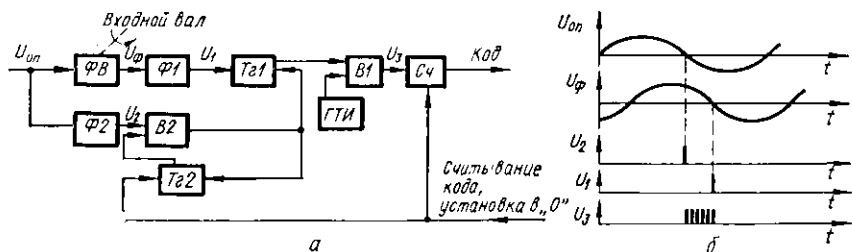


Рис. 51. Преобразователь угол — код с промежуточным преобразованием: а — схема; б — временные диаграммы.

При плотности записи рисок на дорожке, равной 20 имп/мм, и диаметре барабана порядка 120 мм разрешающая способность достигает трех угловых минут.

Преобразователь с промежуточным преобразованием во временной интервал характеризуется тем, что в нем угловая величина вначале преобразуется с помощью фазовращателя в фазовый сдвиг, а затем во временной интервал, величина которого измеряется и кодируется. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 51. Ротор фазовращателя $\Phi В$ жестко связан с входным валом. При вращении ротора фаза напряжения в его обмотке изменяется пропорционально углу поворота ротора, т. е. пропорционально кодируемому угловому перемещению. В качестве нулевого принимается такое положение ротора, при котором напряжение на роторной обмотке совпадает по фазе с питающим.

Опорное напряжение $U_{оп}$ и выходное напряжение фазовращателя U_{ϕ} подаются на формирователи $\Phi 2$ и $\Phi 1$, которые формируют короткие импульсы U_2 и U_1 в моменты перехода через нуль соответствующих напряжений. Фазовый сдвиг между напряжениями $U_{оп}$ и U_{ϕ} , определяемый величиной углового перемещения входного вала, таким образом преобразуется во временной интервал, начало которого отмечено импульсом U_2 , а конец — импульсом U_1 . Эти импульсы воздействуют на триггер $Tg1$, который формирует сигнал, управляющий прохождением импульсов от генератора тактовых импульсов (ГТИ) через вентиль $В1$. Прохождение импульсов ГТИ через вентиль начинается с приходом импульса U_2 и заканчивается при поступлении импульса U_1 . Таким образом, количество импульсов U_3 , прошедших на счетчик, будет пропорционально величине интервала между импульсами U_1 и U_2 (рис. 51, б).

Считывание кода и установка счетчика на нуль производится в начале каждого цикла с помощью специальных импульсов. Импульсы начала цикла устанавливают триггер управления $Tg2$ в такое состояние, при котором разрешается прохождение импульсов U_2 через вентиль $В2$. После прохождения импульса U_2 триггер $Tg2$ перебрасывается и закрывает вентиль $В2$, который будет находиться в закрытом состоянии до начала следующего цикла. Это предохраняет преобразователь от ложных срабатываний под действием помех и обеспечивает получение только одного отсчета за время цикла, даже если время

цикла ламного превышает длительность периода питающего напряжения.

В преобразователях рассмотренного типа используются фазовращатели индукционного и емкостного типа (например сельсины, вращающиеся трансформаторы). Точность таких преобразователей соответствует 7—8 двоичным разрядам. Основными источниками погрешностей являются отклонение формы питающего напряжения от синусоидальной, ошибки при определении моментов перехода через нуль, нестабильность частоты ГТИ, колебания частоты питающего напряжения.

Более высокая точность может быть получена при использовании электростатических генераторов, которые вырабатывают опорное и сдвинутое по фазе синусоидальное напряжение повышенной частоты, так что при угловом перемещении входного вала, равном одному кванту, фазовый сдвиг составляет 2π . Применение электростатических параметрических генераторов позволяет кодировать угловые перемещения с погрешностью порядка нескольких угловых секунд. Как правило, преобразователи с электростатическим параметрическим генератором используются в каналах точного отсчета многоотсчетных преобразователей угловых перемещений.

Преобразователи временных интервалов, частоты и фазы в код

Во многих случаях информация, поступающая от первичных преобразователей, представляется в виде изменений временных, частотных, амплитудных и других параметров сигналов. Представление таких сигналов в виде цифрового эквивалента осуществляется с помощью преобразователей, рассматриваемых в настоящем разделе.

Для преобразования временного интервала, отмечаемого импульсами начала и конца интервала, используется классический метод последовательного счета, при котором преобразуемый интервал заполняется импульсами стабильной частоты от тактового генератора. Величина интервала определяется путем подсчета количества импульсов, прошедших на счетчик в течение данного интервала. Схема, иллюстрирующая данный метод преобразования, приведена на рис. 52.

Импульс начала интервала (стартовый импульс) подается на триггер T_2 , который перебрасывается и открывает ventиль B , в результате чего импульсы от ГТИ начинают проходить на счетчик. Импульс конца интервала (стоповый импульс) возвращает триггер в исходное состояние, при котором импульсы ГТИ на вход счетчика не проходят. Таким образом, в счетчике устанавливается код, определяемый количеством импульсов, прошедших через ventиль B . Показания счетчика будут пропорциональны величине преобразуемого временного интервала. Нетрудно видеть, что число N , зафиксированное в счетчике, определит величину интервала T'_n

$$T'_n = N\tau, \quad (\text{II-109})$$

где τ — период следования импульсов ГТИ.

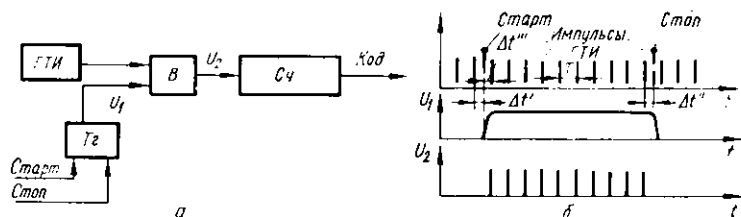


Рис. 52. Преобразование временного интервала в код: а — схема преобразователя; б — временные диаграммы.

В то же время истинное значение

$$T_n = N\tau - \Delta t' + \Delta t'' \quad (\text{II-110})$$

(рис. 52, б). Таким образом, погрешность преобразователя будет обусловлена несовпадением стартового и стопового импульсов с импульсами ГТИ. Максимальная погрешность при этом составит $\pm \tau$, а среднеквадратичная будет равна:

$$\sigma_\tau = \frac{\tau}{\sqrt{6}}. \quad (\text{II-111})$$

Для уменьшения абсолютной погрешности необходимо увеличивать частоту ГТИ, однако предельное значение частоты ограничивается быстрым действием младших разрядов счетчика. В ряде случаев оказывается возможным синхронизировать стартовый импульс с тактовыми, применяя генераторы ударного возбуждения или схемы деления частоты. При синхронизации стартового и тактовых импульсов погрешность определится лишь величиной $\Delta t''$, а среднеквадратичная погрешность уменьшится в $\sqrt{2}$ раз и составит

$$\sigma_\tau = \frac{\tau}{2\sqrt{3}}. \quad (\text{II-112})$$

Ошибка $\Delta t''$ является принципиально неустранимой, однако применением специальных методов ее удастся уменьшить.

Преобразование частоты и фазы в код в большинстве случаев сводится к преобразованию временного интервала. При преобразовании частоты в зависимости от ее величины фиксируется либо число периодов синусоидальных колебаний или импульсов, поступивших на счетчик в течение строго определенного интервала времени, либо определяется длительность периода, а частота вычисляется по формуле $f = \frac{1}{T}$. Обычно при высоких частотах используется первый способ, при низких — второй. При выборе интервала измерения частоты следует учитывать скорость изменения частотного сигнала с тем, чтобы не возникла большая погрешность преобразования.

Преобразование фазы или разности фаз гармонических колебаний также сводится к преобразованию в код временного интервала, причем границы интервала определяются в моменты перехода через нуль соответствующих напряжений (как это было описано на стр. 110) с помощью схем сравнения или формирователей. Для уменьшения погрешности преобразования разность фаз можно фиксировать дважды

за период (в моменты положительных и отрицательных переходов), усредняя результат. Фазовый сдвиг связан с величиной временного интервала T_n (для гармонических колебаний с частотой f) соотношением

$$\varphi = 2\pi f T_n. \quad (\text{II-113})$$

Следует отметить, что для отсчета разности фаз в качестве опорных нужно выбирать точки с максимальной крутизной сигнала, что обеспечит минимальную дисперсию оценки временного положения импульсов, ограничивающих преобразуемый интервал, и приведет к уменьшению общей погрешности преобразования.

Рассмотрим некоторые способы увеличения точности преобразования временных интервалов, поскольку это преобразование широко используется при преобразовании других параметров (частоты, фазы, амплитуды) в цифровой код. При рассмотрении будем различать случаи больших и малых временных интервалов, условно считая большими интервалы, для которых $T_n \gg \tau$, и малыми, если $T_n \leq \tau$.

Как уже отмечалось, принципиально неустранимой является ошибка $\Delta t''$. Кроме того, еще одним источником погрешности является нестабильность частоты ГТИ. Если ввести требование, чтобы ошибка из-за ухода частоты ГТИ не превышала единицы младшего разряда, тогда допустимая нестабильность частоты ГТИ η определится:

$$\eta \leq \frac{\tau}{T_{\text{нmax}}}, \quad (\text{II-114})$$

где $T_{\text{нmax}}$ — максимальная длительность преобразуемого интервала. Для генераторов, стабилизированных кварцем, $\eta \approx 10^{-7}$, что практически не ограничивает диапазон преобразуемых интервалов.

Значительно более жесткие ограничения накладываются со стороны элементов, используемых в счетчиках преобразователей. При использовании счетчиков с рабочей частотой до 10 МГц обеспечивается погрешность преобразования порядка 0,1 мкс. Использование элементов с большим быстродействием позволяет уменьшать погрешность. Однако существуют решения, дающие возможность на той же элементной базе реализовать большую точность преобразования, не увеличивая частоты счета. К числу таких методов относятся метод электронного нониуса и метод задержанных совпадений.

Метод электронного нониуса может быть рассмотрен на примере схемы, приведенной на рис. 53. Стоп-импульс, прекращающий доступ импульсов от ГТИ на основной счетчик $Сч1$, одновременно запускает вспомогательный генератор ударного возбуждения, частота которого отличается от частоты ГТИ. Импульсы ГТИ и вспомогательного генератора поступают на схему совпадений $СС$, которая срабатывает при их совпадении и вырабатывает сигнал, срывающий колебания во вспомогательном генераторе $ГИ$. Дополнительный счетчик $Сч2$ подсчитывает количество импульсов вспомогательного генератора за время, прошедшее от момента прихода стопового импульса до момента совпадения. Величина $\Delta t''$ при этом определится по формуле

$$\Delta t'' = N_v \left[\frac{1}{f_{\text{ГТИ}}} - \frac{1}{f_{\text{всп}}} \right], \quad (\text{II-115})$$

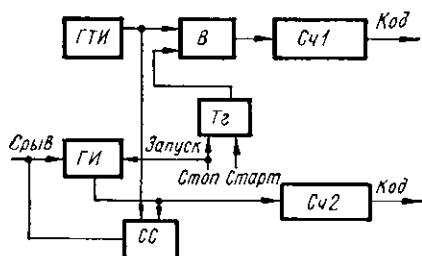


Рис. 53. Схема с электронным нониусом.

где N_b — число импульсов вспомогательного генератора, прошедшее на вспомогательный счетчик.

Если выбрать

$$f_{\text{всп}} = \frac{2^k}{2^k - 1} f_{\text{ГТИ}}, \quad (\text{II-116})$$

то

$$\Delta t'' = N_b \frac{1}{2^k f_{\text{ГТИ}}} = N_b \frac{\tau}{2^k}. \quad (\text{II-117})$$

Показания вспомогательного счетчика суммируются с показаниями основного. Анализ (II-117) свидетельствует о том, что с применением электронного нониуса погрешность преобразования временного интервала уменьшается в 2^k раз. Величину k обычно выбирают в пределах первого десятка.

Недостатком нониусной схемы являются жесткие требования к стабильности частоты вспомогательного генератора и форме импульсов ГТИ и вспомогательного генератора с тем, чтобы обеспечить уверенное совпадение импульсов двух генераторов. Длительности импульсов обоих генераторов должны быть равны $\frac{\tau}{2^k}$.

Метод задержанных совпадений характеризуется тем, что импульсы ГТИ пропускаются через последовательно включенные линии задержки ЛЗ с временем задержки, равны $\frac{\tau}{2^k}$. Число линий задержки

выбирается равным $2^k - 1$. С выходов линий задержки импульсы поступают через вентили $B1, B2, \dots$ на триггеры $Tz1, Tz2$ и т. д. (рис. 54), образующие регистр точного отсчета. Состояния триггеров регистра точного отсчета (РТО) в процессе счета импульсов ГТИ совпадают с состоянием триггера младшего разряда счетчика. Стоповый импульс, воздействуя на триггер управления Tz , запрещает прохождение импульсов ГТИ на счетчик и триггеры РТО.

Если $0 \leq \Delta t'' < \frac{\tau}{2^k}$, то до прихода стопового импульса ни один из триггеров РТО не изменит своего состояния. При большей величине $\Delta t''$ один или несколько вспомогательных триггеров изменят свое

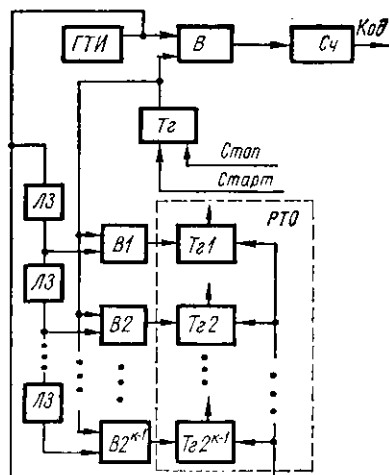


Рис. 54. К реализации метода задержанных совпадений.

состояние. По показаниям триггеров РТО корректируются показания основного счетчика.

При рассмотрении методов пониуса и задержанных совпадений считалось, что стартовый импульс синхронизирован с импульсом ГТН. Если синхронизация невозможна, указанные методы можно применить для уменьшения ошибки за счет несинхронности стартового импульса.

Описанные методы применяются чаще при преобразовании в код сравнительно больших временных интервалов. При преобразовании коротких интервалов времени используется изменение масштаба времени (масштабно-временное преобразование), при котором исходный временной интервал растягивается в некоторое число раз K , называемое коэффициентом масштабно-временного преобразования.

Часто при преобразовании коротких временных интервалов используется двойное преобразование время — напряжение — время. На первом этапе формируется (например, с помощью интегратора или генератора пилообразного напряжения) напряжение U , пропорциональное величине преобразуемого интервала

$$U = k_1 T_n,$$

где k_1 — коэффициент преобразования времени в напряжение. Полученное напряжение преобразуется во временном модуляторе в интервал $T_{нпр}$, величина которого

$$T_{нпр} = \frac{U}{k_2} = \frac{k_1}{k_2} T_n = K T_n,$$

где k_2 — коэффициент преобразования напряжения во временной интервал.

При различных значениях отношения $\frac{k_1}{k_2}$ можно получить коэффициент масштабно-временного преобразования как больше, так и меньше единицы, что будет соответствовать сжатию и растяжению временного интервала T_n соответственно. Растянутый временной интервал может быть преобразован обычными методами с достаточно высокой точностью. Основная задача при растяжении временного интервала — обеспечение большой крутизны преобразователя время — напряжение и линейности обоих преобразований.

Определенный интерес представляет метод преобразования коротких временных интервалов с использованием запоминающих электронно-лучевых трубок (ЗЭЛТ) [23]. Как следует из (II-110) и рис. 52, истинное значение временного интервала

$$T_n = N\tau - \Delta t' - \Delta t'' = (N-1)\tau - \Delta t''' - \Delta t'' - T_{ин} + \Delta t''' + \Delta t'', \quad (\text{II-118})$$

где $T_{ин}$ — целая часть интервала T , а $\Delta t''' - \Delta t'' = t_{др}$ — его дробная часть.

В преобразователе коротких временных интервалов используются две трубки, работающие в режиме круговой развертки. Период круговой развертки записи в точности равен периоду следования тактовых

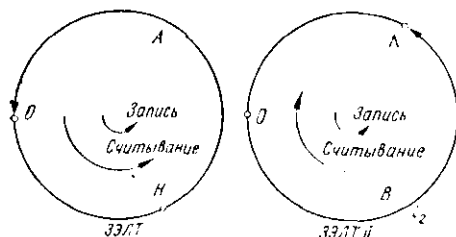


Рис. 55. Кодирование временных интервалов с помощью ЗЭЛТ.

импульсов, так что развертка на мишени ЗЭЛТ за время τ делает полный оборот. Момент формирования тактового импульса может быть условно отмечен на развертке точкой O , рис. 55. Направление развертки при записи и считывании указано стрелками. Импульс начала интервала записывается на мишени первой ЗЭЛТ и разрешает прохожде-

ние тактовых импульсов в счетчик определения целой части. Импульс конца интервала запрещает прохождение тактовых импульсов на счетчик целой части и записывается на мишени второй ЗЭЛТ. Таким образом интервал времени $\Delta t'''$ будет представлен на мишени ЗЭЛТ I отрезком дуги HAO длиной l_1

$$l_1 = \Delta t''' v_3, \quad (\text{II-119})$$

где v_3 — скорость развертки при записи. Соответственно интервал $\Delta t''$ будет представлен отрезком дуги OBK длиной l_2

$$l_2 = \Delta t'' v_3. \quad (\text{II-120})$$

Дробная часть интервала определится суммой $l_1 + l_2$

$$l_{\text{др}} = l_1 + l_2 = (\Delta t''' + \Delta t'') v_3. \quad (\text{II-121})$$

При скорости считывания $v_{\text{сч}}$ отрезки l_1 и l_2 будут пройдены соответственно за время

$$\Delta T''' = \frac{l_1}{v_{\text{сч}}} = \Delta t''' \frac{v_3}{v_{\text{сч}}} = K \Delta t''' \quad (\text{II-122})$$

и

$$\Delta T'' = \frac{l_2}{v_{\text{сч}}} = \Delta t'' \frac{v_3}{v_{\text{сч}}} = K \Delta t'',$$

где $K = \frac{v_3}{v_{\text{сч}}}$ — коэффициент масштабного-временного преобразования.

В современных трубках сравнительно легко реализовать $K = 10^3$, что позволяет растянуть интервалы $\Delta t'''$ и $\Delta t''$ в тысячу раз и преобразовать их в код с малой погрешностью.

Определение интервалов $\Delta T'''$ и $\Delta T''$ осуществляется отдельно при считывании импульсов начала и конца интервала в соответствующих трубках. Подсчет тактовых импульсов начинается с момента считывания импульсов начала и конца и заканчивается в момент прохождения развертками условной точки O . Частота тактовых импульсов как при определении целой части, так и при определении $\Delta T'''$ и $\Delta T''$ одинакова. Окончательный результат получается суммированием отдельных результатов по формуле (II-118)

$$T_n = (N - 1) \tau + N_1 \frac{\tau}{K} + N_2 \frac{\tau}{K}, \quad (\text{II-123})$$

где N_1 и N_2 — число импульсов, зафиксированных при определении интервалов $\Delta T'''$ и $\Delta T''$ в счетчиках дробной части. Чтобы получить

величину N_2 в прямом коде, направление развертки в трубке II при считывании изменяется на обратное (рис. 55). Постоянство отношения $\frac{v_a}{v_{сч}}$ обеспечивается формированием развертки считывания путем деления частоты развертки записи в 10^3 раз.

Погрешность преобразования временного интервала снижается примерно в K раз. Разрешающая способность преобразователей на ЗЭИТ составляет 0,1—0,2 нс [23]. Недостатком преобразователей данного типа является их относительная сложность.

Преобразователи напряжения в цифровой код

При построении преобразователей напряжения в код может быть использован любой из трех классических методов преобразования последовательного счета, поразрядного уравнивания или метод считывания.

АЦП последовательного счета

Метод последовательного счета рассмотрим на примере АЦП с генератором ступенчатого напряжения. Структурная схема преобразователя и временные диаграммы приведены на рис. 56. В состав преобразователя входит генератор ступенчатого напряжения (ГСН), компаратор K и двоичный счетчик $Сч$ со схемой управления, состоящей из триггера T_2 и вентиля B .

Преобразуемое напряжение U_x подается на вход компаратора K , на второй вход которого поступает нарастающее ступенчатое напряжение $U_{сн}$, вырабатываемое ГСН. Начало цикла формирования ступенчатого напряжения отмечается импульсом U_n , а формирование отдельной ступеньки — импульсом U_i . Оба импульса вырабатываются ГСН. Импульс U_n перебрасывает триггер T_2 , выходной сигнал которого открывает вентиль B , разрешая тем самым прохождение импульсов U_i на вход счетчика.

В момент равенства напряжений U_x и $U_{сн}$ компаратор вырабатывает импульс U_k , который возвращает триггер в исходное состояние, прекращая тем самым поступление импульсов U_i на вход счетчика. Количество ступенек напряжения, подсчитанное $Сч$ с момента начала работы ГСН до момента сравнения, определит значение кода в счетчике. Полученный код является цифровым эквивалентом преобразуемого напряжения U_x . Особо следует отметить, что в рассмотренной схеме отсутствует промежуточное преобразование напряжения U_x во временной интервал. Высота ступеньки напряжения ГСН определяет величину кванта преобразуемого напряжения.

Одним из основных элементов рассмотренного АЦП является генератор ступенчатого напряжения, который может быть выполнен на базе двоичного счетчика и связанного с ним преобразователя кода в напряжение. Возможно также построение ГСН на базе емкостных накопителей или пересчетных схем с многоустойчивыми элементами.

В других типах АЦП последовательного счета используется в основном промежуточное преобразование входного напряжения во

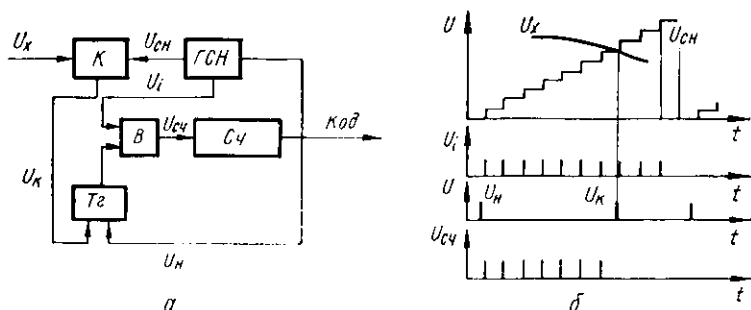


Рис. 56. Преобразователь последовательного счета с генератором ступенчатого напряжения.

временной интервал с последующим его измерением известными методами. Структурная схема такого преобразователя и временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 57. Входное напряжение U_x преобразуется во временной интервал путем его сравнения с линейноизменяющимся (пилообразным) напряжением U_n , вырабатываемым генератором пилообразного напряжения (ГПН). Начало временного интервала определяется импульсом начала цикла U_n , а конец — моментом равенства напряжений U_x и U_n , фиксируемым компаратором K , вырабатывающим импульс U_{cn} . Временной интервал заполняется импульсами стабильной частоты U_i от тактового генератора ГТИ, а подсчет количества импульсов ведется счетчиком.

Если напряжение ГПН изменяется по линейному закону,

$$U_n = U_0 + kt, \quad (\text{II-124})$$

где U_0 — начальный уровень пилообразного напряжения; k — коэффициент пропорциональности, определяемый скоростью изменения пилообразного напряжения.

Конец интервала T_n отмечается равенством $U_x = U_n$, т. е.

$$U_x = U_0 + kT_n, \quad (\text{II-125})$$

откуда

$$T_n = \frac{U_x - U_0}{k}. \quad (\text{II-126})$$

Количество импульсов N , прошедших на счетчик, определится выражением

$$N = \frac{T_n}{\tau} = \frac{U_x - U_0}{k\tau} = \frac{U_x}{k\tau} - \frac{U_0}{k\tau}. \quad (\text{II-127})$$

Из (II-127) следует, что N линейно зависит от входного напряжения U_x . Если начальный уровень U_0 выбрать равным нулю (как показано на рис. 57, б), то

$$N = \frac{U_x}{k\tau}. \quad (\text{II-128})$$

Для нормальной работы преобразователя необходимо, чтобы максимальное значение пилообразного напряжения было больше максимального значения входного напряжения U_x .

Погрешность преобразования складывается из погрешности измерения временного интервала погрешности от нестабильности

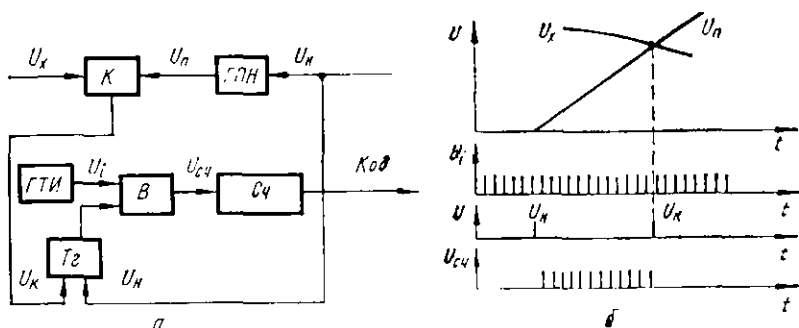


Рис. 57. Преобразователь последовательного счета с генератором линейноизменяющегося напряжения.

начального уровня пилообразного напряжения, погрешности компаратора, погрешности от нелинейности пилообразного напряжения. Погрешность, обусловленная нестабильностью начального уровня пилообразного напряжения, может быть значительно снижена, если применить дополнительный компаратор, фиксирующий момент равенства U_n с некоторым уровнем, принятым за начальный.

В АЦП последовательного счета сравнительно просто реализуется быстроедействие порядка 10^3 преобразований в секунду при погрешности 0,1—0,05%.

К преобразователям последовательного счета относятся также так называемые *следящие преобразователи*, которые можно рассматривать как АЦП последовательного счета с подсчетом единичных приращений преобразуемого напряжения. Структурная схема преобразователя следящего типа приведена на рис. 58, а. В состав преобразователя входят: компаратор К, реверсивный двоичный счетчик (РДС), преобразователь кода в напряжение (ПКН), преобразующий двоичный код на выходе счетчика в аналоговое напряжение, вентили В1 и В2, управляемые компаратором, и генератор тактовых импульсов (ГТИ). Преобразуемое напряжение U_x подается на вход компаратора. На второй вход К подается выходное напряжение ПКН $U_{эт}$, величина которого соответствует коду в реверсивном двоичном счетчике, используемое в качестве эталона. В зависимости от соотношения величин U_x и $U_{эт}$ компаратор может находиться в одном из трех состояний, характеризующихся величиной напряжения (рис. 58, б).

Если $|U_x - U_{эт}| \leq \epsilon$, где 2ϵ — ширина зоны нечувствительности компаратора, то $U_{вых} = 0$. При этом вентили В1 и В2 закрыты и импульсы ГТИ на счетчик не проходят ни по одному из входов.

Если $U_x - U_{эт} > \epsilon$, то $U_{вых} = U$. При этом открывается вентиль В1 и на счетчик начинают поступать импульсы по шине суммирования. Вентиль В2 закрыт.

Если $U_x - U_{эт} < -\epsilon$, то $U_{вых} = -U$. Открывается вентиль В2, и импульсы ГТИ проходят на счетчик по шине вычитания. Вентиль В1 при этом закрыт.

При работе счетчика в режиме суммирования или вычитания напряжение на выходе ПКН $U_{эт}$ соответственно увеличивается или

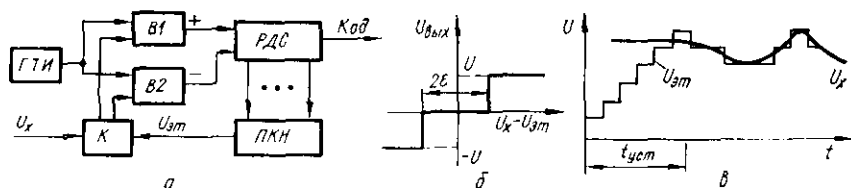


Рис. 58. Преобразователь напряжения в код следящего типа: а — схема; б — характеристика компаратора; в — временные диаграммы.

уменьшается так, что разность значений U_x и $U_{шт}$ стремится к некоторой минимальной величине, определяемой погрешностью преобразователя. Шаг квантования ΔU , определяемый величиной единичной ступеньки напряжения $ПКН$, выбирается в соответствии с шириной зоны нечувствительности компаратора. При $\epsilon < \frac{\Delta U}{2}$ в схеме могут возникнуть автоколебания, проявляющиеся в том, что при неизменной величине входного напряжения U_x счетчик будет работать, изменяя направление счета после каждого такта. Чтобы исключить возможность появления автоколебаний при случайных изменениях ϵ , необходимо так выбрать шаг квантования, чтобы $\epsilon > \frac{\Delta U}{2}$. Глубина неравенства должна быть минимальной, поскольку с увеличением ϵ возрастает погрешность преобразования.

В процессе работы все изменения U_x , превышающие величину шага квантования, будут фиксироваться компаратором и обрабатываться счетчиком и $ПКН$, выходное напряжение которого будет следить за изменениями U_x . При включении и в процессе работы не требуется сброс счетчика (установка) в нуль, так как через некоторое время код, соответствующий преобразуемому напряжению, установится автоматически (рис. 58, в).

В данном преобразователе источник входного сигнала постоянно связан с преобразователем, а на выходе постоянно существует код — цифровой эквивалент входной величины. Выдача кода осуществляется без остановки счетчика. Чтобы избежать выдачи кода в моменты переноса в счетчике, импульсы считывания кода формируют из сдвинутой на половину периода последовательности тактовых импульсов.

Быстродействие следящего АЦП определяется главным образом быстродействием пересчетных схем счетчика и может превышать 10^6 Гц при числе двоичных разрядов 8—9.

АЦП ПОРАЗРЯДНОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Преобразователи поразрядного уравнивания характеризуются использованием некоторого количества эталонов, веса которых пропорциональны 2^i , где $i = 0, 1, 2, \dots$ целое число.

Из имеющегося набора эталонов составляется сумма, слагаемые которой изменяются до тех пор, пока она с заданной точностью не станет равной входному напряжению.

В АЦП поразрядного уравновешивания, структурная схема которого приведена на рис. 59, набор суммы эталонов производится с помощью преобразователя кода в напряжение ПКИ, управляемого триггерами Tz_i регистра. Последовательность переключения триггеров регистра задается распределителем импульсов (РИ), а частота переключения — генератором тактовых импульсов ГТИ.

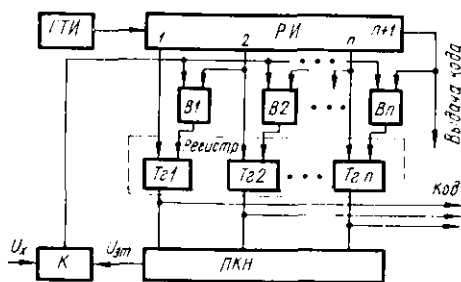


Рис. 59. Структурная схема преобразователя поразрядного уравновешивания.

Входное преобразуемое напряжение U_x сравнивается с помощью компаратора K с эталонным напряжением $U_{эт}$, представляющим собой сумму набираемых эталонов. В зависимости от результата сравнения данный эталон либо оставляется в составе суммы, либо исключается из нее. Если $U_{эт} < U_x$, то слагаемые, вошедшие в $U_{эт}$, остаются. Если это условие не выполняется, то эталон, вошедший в сумму последним, исключается и заменяется следующим, вдвое меньшим эталоном. Результат сравнения определяется сигналами компаратора, вырабатывающего единицу, если $U_{эт} \leq U_x$ и нуль — в противном случае.

В исходном состоянии триггеры регистра установлены в нуль. Первый импульс РИ устанавливает триггер $Tz1$ в единичное состояние, в результате чего к компаратору подводится напряжение, равное $2^{n-1}\Delta U$, где n — число разрядов сравнения компаратора вырабатывает разрешающий или запрещающий потенциал, подаваемый на вентили $B1, \dots, B_n$. Если результат сравнения — единица, то на выходе K формируется запрещающий потенциал и вентили закрываются. Импульс второго такта РИ не пройдет на вход $Tz1$, и единичное состояние триггера $Tz1$ сохранится. Если результат сравнения — нуль, то импульс второго такта, пройдя через вентиль $B1$, переведет триггер $Tz1$ в состояние нуль. Произойдет исключение данного эталона из суммы.

Импульс второго такта РИ установит в единицу триггер $Tz2$, который подключит второй эталон величиной $2^{n-2}\Delta U$, в результате чего $U_{эт}$ изменится. В зависимости от результата сравнения U_x с новой суммой эталонов вновь подключенный эталон будет оставлен или исключен импульсом следующего такта РИ. Таким образом, в течение $n+1$ тактов распределителя произойдет подключение всех эталонов. Но в результате сравнения в сумме окажутся только те, набор которых равен величине преобразуемого напряжения с точностью до ΔU .

Поскольку результаты сравнения в каждом такте представляют собой значения соответствующих разрядов кода, начиная со старшего, и фиксируются триггерами регистра, выходной код может быть выдан в последовательной или параллельной форме. Выдача кода из регистра может осуществляться задержанным импульсом $(n+1)$ -го такта РИ.

Таблица 3

Такты PH	Сравнение	$U_{\Sigma T}$	Результаты сравнения	Код
1	$91 > 64$	64	1	1
2	$91 < 96$	$64 + 32 = 96$	0	0
3	$91 > 80$	$64 + 16 = 80$	1	1
4	$91 > 88$	$80 + 8 = 88$	1	1
5	$91 < 92$	$88 + 4 = 92$	0	0
6	$91 > 90$	$88 + 2 = 90$	1	1
7	$91 = 91$	$90 + 1 = 91$	1	1

Рассмотрим преобразование напряжения 91 В семirazрядным ($n = 7$) АЦП с шагом дискретности $\Delta U = 1$ В. Результаты приведены в табл. 3.

В результате преобразования будет получен код 1011011, что соответствует $U_x = 91$ В.

После выдачи кода триггеры регистра устанавливаются в исходное нулевое состояние и цикл преобразования повторяется. В преобразователе с поразрядными компараторами (рис. 60) входное напряжение U_x подается одновременно на n компараторов, где сравнивается с эталонными напряжениями. Эталонное напряжение для каждого компаратора формируется путем суммирования частных эталонов предыдущих компараторов. Включение или исключение в сумму частного эталона определяется по результатам сравнения, получаемым на выходе отдельных компараторов.

Величины напряжений частных эталонов выбираются как обычно, их значения приведены на рис. 60.

Пусть $U_x > 2^{n-1}\Delta U$, в этом случае на выходе $K1$ будет получена единица, являющаяся значением кода старшего разряда, клапан $B1$ откроется и на вход первого $См2$ и всех остальных суммирующих устройств будет подано напряжение $2^n\Delta U$. Складываясь с напряжением $2^{n-2}\Delta U$, оно образует эталонное напряжение для $K2$, равное $(2^{n-1} + 2^{n-2})\Delta U$. В результате сравнения U_x с этим напряжением на выходе $K2$ вырабатывается 1 или 0, что определит значение очередного (в сторону уменьшения) разряда кода. При результате сравнения, равном 1, откроется клапан $B2$ и напряжение $2^{n-2}\Delta U$ пройдет на входы всех остальных суммирующих устройств. Таким образом будет набрано необходимое число эталонов, сумма которых (с заданной степенью точности) будет равна преобразуемому напряжению. Недостаток схемы — наличие нескольких компараторов, что усложняет АЦП.

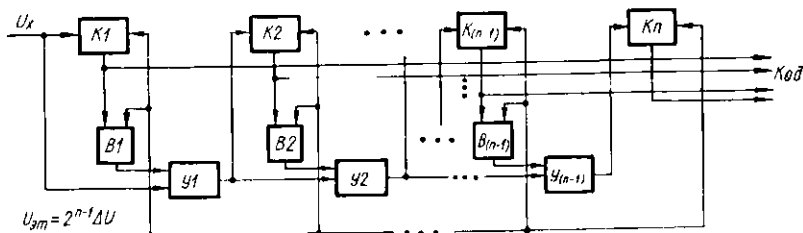
В преобразователе с последовательным умножением разности, рис. 61, используется только одно эталонное напряжение, равное $2^{n-1}\Delta U$, с которым сравнивается преобразуемое напряжение и возникающие при сравнении разности. Поскольку используется лишь один эталон, разности, возникающие при сравнении, последовательно удваиваются. В преобразователе используется n компараторов и вычитающие усилители $У$ с коэффициентом усиления 2.

[illegible]

ступит на вход $K2$, где будет сравниваться с тем же эталоном. В том случае, когда на выходе $K1$ будет 0, клапан $B1$ не будет открываться, в результате чего на выходе $Y1$ напряжение будет равно $U_{\text{вых}Y1} = 2U_{\text{г}}$, которое будет подано на вход $K2$ для сравнения с эталоном. Выходной сигнал $K1$ определит таким образом значение старшего разряда выходного кода. Аналогично происходит сравнение в $K2$, определяющем значение следующего (в сторону уменьшения) разряда кода. При результате сравнения, дающем 1 на выходе $K2$, на вход $Y2$ через клапан $B2$ подается напряжение $U_{\text{г}}$, которое будет вычитаться из напряжения $U_{\text{вых}Y1}$ и удваиваться. Последовательное образование и удвоение разности произойдет до тех пор, пока очередная удвоенная разность не будет с заданной степенью точности равна $U_{\text{г}}$.

В результате преобразования будет получен код 1011011. В рассмотренном АЦП, как и в предыдущей схеме, быстроедействие определяется лишь элементами схемы. В преобразователе отсутствуют тактирующие устройства и элементы памяти. Недостаток — использование нескольких компараторов.

Погрешность двух рассмотренных схем определяется погрешностями компараторов и погрешностью выполнения математических операций (в первом случае суммирования, во втором — вычитания и умножения на 2).



123

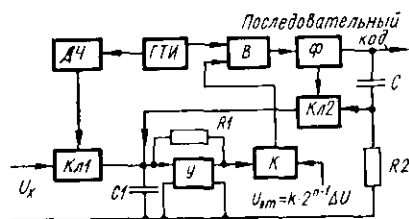


Рис. 62. АЦП с одним блоком сравнения, удвоения и вычитания.

цифр в разрядах кода (начиная со старшего) производится последовательно во времени. В состав преобразователя входят: делитель частоты $DЧ$ с коэффициентом деления, определяемым числом разрядов преобразователя, генератор тактовых импульсов (ГТИ), вентиль B , формирователь F , управляемые ключи $Kл1$ и $Kл2$, компаратор K , операционный усилитель $У$ с положительной обратной связью, запоминающий конденсатор $C1$ и дозирующая цепь $CR2$.

В начале цикла преобразования конденсатор $C1$ заряжается до напряжения, определяемого величиной входного сигнала U_x . Заряд осуществляется путем кратковременного замыкания ключа $Kл1$ под действием импульса $DЧ$. Это напряжение усиливается усилителем в k раз и сравнивается компаратором с эталонным, равным $k2^{n-1}\Delta U$. Если результатом сравнения будет единица, вентиль B откроется и на вход формирователя поступит импульс ГТИ, который после формирования будет представлять единицу выходного кода в старшем разряде. Если на выходе K будет нуль, то вентиль B будет закрыт и импульс ГТИ на выход преобразователя не пройдет, что будет соответствовать нулю в старшем разряде кода.

Если в старшем (а также в любом последующем) разряде кода появляется единица, на выходе формирователя появляется импульс, который проходит через ключ $Kл2$, открываемый на время действия импульса формирователя. Параметры выходного импульса формирователя выбраны таким образом, что напряжение на конденсаторе $C1$ под действием импульса уменьшается на величину, равную $2^{n-1}\Delta U$, т. е. на величину эталона. Таким образом, напряжение на конденса-

Выполнение операций сравнения, удвоения и вычитания и определение цифр в каждом разряде кода можно произвести с использованием лишь одного компаратора и усилителя. В преобразователе напряжения в код с одним блоком сравнения, удвоения и вычитания, структурная схема которого приведена на рис. 62, определение

Таблица 4

Компараторы	Сравнение	Результат сравнения	Разность	Удвоение	Код
1	$91 > 64$	1	27	54	1
2	$54 < 64$	0	не определяется	108	0
3	$108 > 64$	1	44	88	1
4	$88 > 64$	1	24	48	1
5	$48 < 64$	0	не определяется	96	0
6	$96 > 64$	1	32	64	1
7	$64 = 64$	1	0	0	1

торе будет представлять собой разность между U_x и $U_{эт}$. Благодаря положительной обратной связи напряжение на конденсаторе будет возрастать. Параметры цепи обратной связи выбраны так, чтобы за период следования импульсов ГТИ напряжение на конденсаторе $C1$ удваивалось. Вследствие этого к приходу следующего импульса ГТИ разность $U_x - U_{эт}$ удвоится и компаратор произведет очередное сравнение. Если результатом сравнения будет 1, то в следующем разряде кода появится единица и вновь произойдет уменьшение напряжения на конденсаторе $C1$ на величину $2^{n-1}\Delta U$ под действием импульса формирователя, т. е. вычитание эталона. Если результатом сравнения будет 0, то напряжение на конденсаторе $C1$ будет возрастать до тех пор, пока в K не произойдет сравнение с эталоном, результатом которого будет 1. При этом на выходе преобразователя в определенные моменты времени будут отсутствовать импульсы, что будет соответствовать нулям в определенных разрядах кода. Количество тактов в рабочем цикле преобразователя определится его разрядностью. После окончания необходимого числа тактов ключ $K1$ вновь замкнется и на вход преобразователя поступит очередное значение входного напряжения U_x . Нетрудно видеть, что преобразуемое напряжение представляется последовательным двоичным кодом.

Для обеспечения работы преобразователя необходимо выдержать определенные соотношения между элементами схемы. Удвоить напряжение на конденсаторе $C1$ можно, согласовав параметры усилителя, цепи $R1C1$ и ГТИ так, чтобы выполнялось соотношение

$$\frac{\Delta t}{\tau} = \ln 2,$$

где Δt — период следования импульсов ГТИ; $\tau = \frac{R_1 C_1}{k-1}$ — эквивалентная постоянная времени цепи заряда конденсатора $C1$; k — коэффициент усиления усилителя.

Сброс напряжения на конденсаторе $C1$ на требуемую величину $2^{n-1}\Delta U$ произойдет в том случае, если амплитуду импульса формирователя U_Φ выбрать согласно формуле

$$U_\Phi = \frac{C_1 + C}{C} 2^{n-1} \Delta U.$$

Сопротивление резистора $R2$ выбирается таким, чтобы остаточный заряд на конденсаторе C к концу такта был равен нулю.

Приведенная схема проще предыдущих, в ней всего один компаратор, однако период преобразования составляет n периодов тактовой частоты.

АЦП СЧИТЫВАНИЯ

Для реализации метода считывания в АЦП необходимо иметь набор эталонных напряжений, отличающихся друг от друга на один квант ΔU . Если число разрядов преобразователя n , то число эталонов будет равно 2^n . Количество схем сравнения должно равняться числу эталонов. Метод считывания можно также реализовать путем преобразования

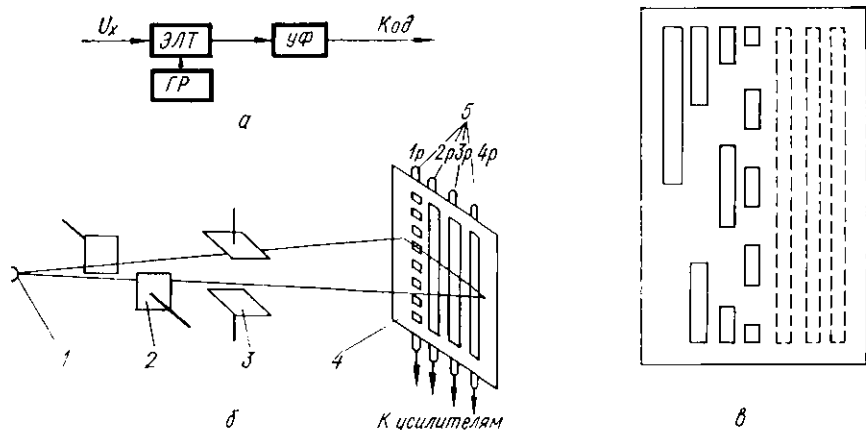


Рис. 63. Преобразователь напряжения в код на ЭЛТ: а — схема; б — принцип действия: 1 — электронный прожектор; 2, 3 — отклоняющие пластины; 4 — маска (о); 5 — коллекторы,

исходного напряжения в линейное перемещение с последующим кодированием перемещения с помощью кодовой маски.

В преобразователе напряжения на электронно-лучевой трубке (ЭЛТ) (рис. 63) входное напряжение преобразуется в линейное перемещение электронного луча. Для этого усиленное в определенное число раз входное напряжение подается на пластины вертикального отклонения ЭЛТ. При этом отклонение луча по вертикали будет пропорционально величине входного напряжения. Вместо экрана на пути электронного потока в трубке установлена кодовая маска, аналогичная кодовым маскам преобразователей механических перемещений (рис. 63, б). На пластины горизонтального отклонения подается напряжение от генератора развертки (ГР), под действием которого луч разворачивается в линию и перемещается по кодовой маске в горизонтальном направлении. Единице кода соответствует отверстие в маске, нулю кода — материал маски, непрозрачный для электронов. Вдоль кодовых дорожек позади маски располагаются коллекторы, на которые попадают электроны, прошедшие сквозь отверстия в маске. При развертывании в горизонтальной плоскости луч последовательно пересекает все кодовые дорожки, попадая на коллекторы тех разрядов, где он проходит сквозь отверстия в маске. В цепи коллекторов возникают импульсы тока, соответствующие единицам данных разрядов. При изменении величины входного напряжения положение линии горизонтальной развертки на маске будет изменяться, следовательно, будет изменяться код на выходе преобразователя. Считывание кода осуществляется в процессе горизонтальной развертки луча. Свести к минимуму динамическую погрешность, обусловленную изменением входного напряжения в процессе считывания кода, можно соответствующим выбором частоты горизонтальной развертки, выбрав ее так, чтобы изменение входного напряжения за время горизонтальной развертки не превышало заданной величины.

Шаг квантования в данном преобразователе определится шириной

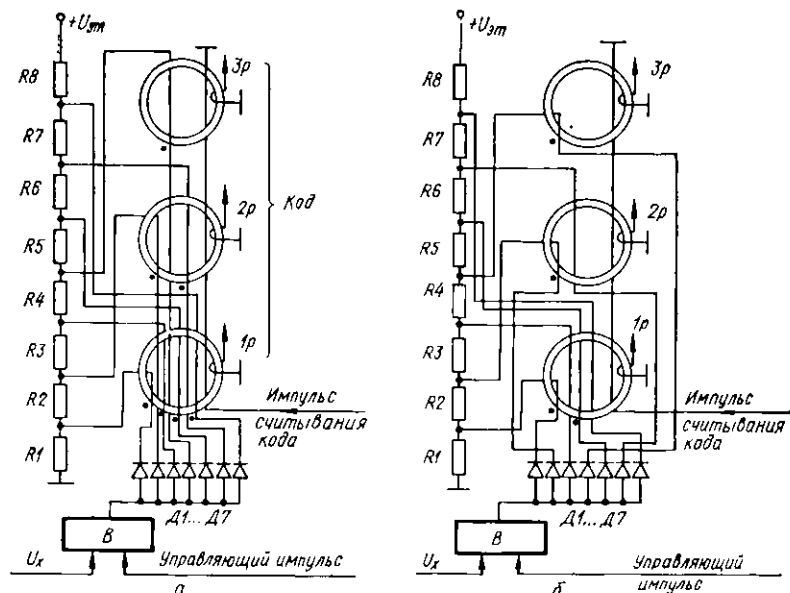


Рис. 64. Преобразователи считывания с полным набором эталонов: а — с двоичным кодом; б — с кодом Грея.

отверстия на кодовой дорожке младнего разряда, которая не может быть меньше, чем диаметр электронного луча, так как при малых размерах отверстия в маске произойдет перекрытие нескольких отверстий и возникнет неоднозначность в младшем разряде.

Импульсы, снимаемые с коллекторов, дополнительно усиливаются и формируются усилителями УФ, после чего поступают на выход преобразователя как импульсы кода. Маски обычно выполняются в отраженных кодах, например в коде Грея, с тем, чтобы устранить возможность ошибок на границах чисел. От горизонтальной развертки можно отказаться, если использовать трубку с ленточным лучом. Для облегчения последующего выделения и обработки выходных сигналов ЭЛТ в этом случае применяют модуляцию тока луча трубки и используют резонансные усилители, настроенные на частоту модуляции. Быстродействие такого преобразователя ограничивается быстродействием трубки. Погрешность устройства определяется погрешностью квантования по уровню, а также погрешностью от нелинейности характеристик отклонения вертикально отклоняющих пластин.

Схема преобразователя с полным набором эталонов представлена на рис. 64. Набор эталонных напряжений получается путем деления наибольшего эталонного напряжения на резисторном делителе напряжения. На рис. 64 изображена схема для $n = 3$, хотя принципиально число разрядов может быть увеличено при использовании более стабильных и чувствительных компараторов. Роль кодирующих элементов выполняют ферритовые сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, а в качестве компараторов используются полупроводниковые

диоды. Резисторы делителя выбираются так, чтобы обеспечить ток, достаточный для перемагничивания сердечников. В исходном состоянии вентиль B закрыт, диоды заперты напряжением, подаваемым с делителя.

Формирование кода происходит при подаче управляющего импульса, открывающего вентиль B . При этом напряжение U_x прикладывается к диодам и часть из них, для которых $U_x > U_{\text{от}}$, открывается. Возникающий при этом ток протекает по обмоткам, расположенным на сердечниках (условно на схеме они изображены в виде одиночных проводов; одинаково направленные обмотки, токи которых устанавливают сердечник в состояние 1, отмечены звездочками). В зависимости от направления намотки и числа обмоток сердечники либо переходят в состояние 1, т. е. перемагничиваются, либо остаются в состоянии 0. Способ размещения обмоток зависит от используемого кода. На рис. 64 приведено размещение обмоток для обычного двоичного кода и кода Грея.

При таком размещении обмоток на сердечниках их состояния будут определять цифры соответствующих разрядов кода. Считывание кода с одновременной установкой исходного нулевого состояния сердечников производится импульсом, поступающим на шину считывания. Кодовые импульсы снимаются со специальных обмоток, расположенных на каждом сердечнике.

Применение кода Грея позволяет уменьшить число обмоток и тем самым упростить схему. На примере схемы, приведенной на рис. 64, *а*, рассмотрим, как происходит преобразование напряжения в код, предполагая, что $U_x = 6\text{ В}$, $\Delta U = 1\text{ В}$, а $U_{\text{от}} = 8\text{ В}$. При $U_x = 6\text{ В}$ откроются диоды $D1 \div D6$, а диод $D7$ будет закрыт. Состояние сердечника младшего разряда будет 0, так как токи обмоток, связанных с диодами 1, 3, 5, устанавливающие сердечник в положение 1, будут скомпенсированы токами обмоток, связанных с диодами 2, 4, 6. Состояние сердечника второго разряда будет 1, так как ток в обмотках, связанных с диодами 2 и 6, не будет скомпенсирован током в обмотке, связанной с $D4$. Состояние сердечника третьего разряда также будет 1, поскольку диод $D4$ будет открыт, а на сердечнике третьего разряда находится лишь одна обмотка, связанная с $D4$. Таким образом, при подаче импульса считывания будет считан код 110. Аналогично работает схема, изображенная на рис. 64, *б*, где значения напряжения U_x преобразуются в код Грея. Рассмотренный преобразователь имеет невысокую точность, так как источник эталонных напряжений сильно нагружается токами компараторов. Чувствительность и стабильность компараторов, использованных в данной схеме, невысока. Преимуществом является простота схемы, ее малые габариты и стоимость.

КОМБИНИРОВАННЫЕ АЦП

В комбинированных АЦП часть разрядов выходного кода определяется с помощью одного метода, а остальные разряды — с помощью другого. Обычно значения цифр старших разрядов определяются методом считывания или поразрядного уравнивания, цифры младших разрядов определяются методом последовательного счета.

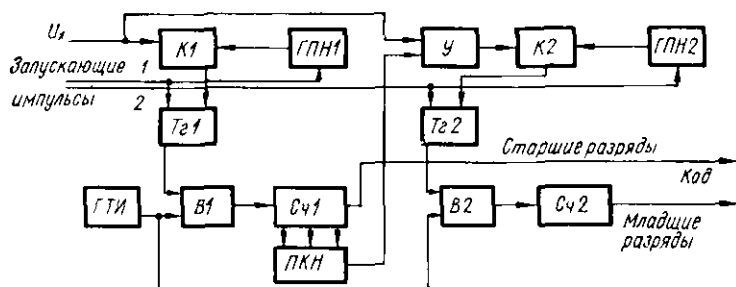


Рис. 65. Фрагмент схемы преобразователя напряжения в код с укрупненным основанием.

Применяется также кодирование напряжений с использованием укрупненного основания кода, при этом точные значения цифр в укрупненных разрядах находятся методом последовательного счета.

На рис. 65 приведена схема двух укрупненных разрядов такого преобразователя. Преобразование входного напряжения в код осуществляется в течение k циклов, где k — число укрупненных разрядов. Рассмотрим один цикл преобразования. Цикл начинается с приходом запускающего импульса 1, который запускает генератор пилообразного напряжения ГПН1, перебрасывает триггер $Tz1$, открывая тем самым вентиль $B1$. Импульсы ГТИ через $B1$ начинают поступать на счетчик $Сч1$.

Вырабатываемое ГПН1 пилообразное напряжение подается на вход компаратора $K1$, на другой вход которого подано входное напряжение U_x . Скорость изменения пилообразного напряжения выбирается такой, чтобы за время одного такта ГТИ напряжение ГПН1 изменилось на величину, равную весу единицы укрупненного разряда. Таким образом, за время одного цикла в укрупненном разряде произойдет сравнение величин U_x и $U_{ГПН1}$, а количество импульсов, зафиксированное $Сч1$, определит код укрупненного разряда. Преобразователь кода в напряжение ПКН в соответствии с весом единиц укрупненного разряда формирует напряжение $U_{ПКН}$, которое поступает в нужной полярности на операционный усилитель и вычитается из преобразуемого напряжения. Полученная разность преобразуется в код в последующем укрупненном разряде во втором цикле, начинающемся с приходом запускающего импульса 2. Отметим, что скорость нарастания пилообразного напряжения ГПН1 в каждом укрупненном разряде должна изменяться в соответствии с формулой

$$V_i \tau = \Delta U_i, \quad (II-120)$$

где V_i — скорость изменения напряжения ГПН1 в i -м укрупненном разряде, В/с;

τ — период следования импульсов ГТИ;

ΔU_i — вес единицы i -го укрупненного разряда.

Количество укрупненных разрядов и степень укрупнения могут быть различными. В настоящее время известны разработки преобразователей данного типа с тремя десятичными разрядами.

Структурная схема преобразователя, в котором для определения цифр старших разрядов используется метод поразрядного уравно-

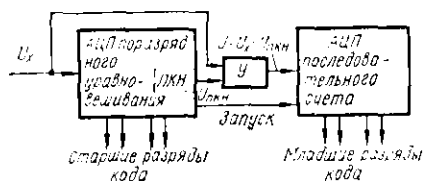


Рис. 66. Структурная схема комбинированного АЦП.

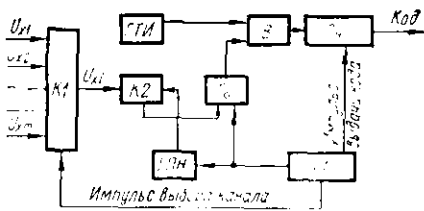


Рис. 67. Многоканальный АЦП с коммутацией каналов.

вешивания, а для определения цифр младших разрядов — метод последовательного счета, приведен на рис. 66. Фактически данный преобразователь представляет собой комбинацию двух АЦП. Вначале АЦП поразрядного уравнивания определяет значения цифр старших разрядов. После этого выходной код АЦП поразрядного уравнивания преобразуется с помощью ИКН в напряжение, которое вычитается из U_x . Разность этих двух напряжений преобразуется по методу последовательного счета и тем самым определяют значения цифр в группе младших разрядов кода. Получение результирующего кода происходит в два такта.

Принципиально возможны различные варианты комбинирования. Однако при выборе конкретной схемы следует пользоваться каким-либо критерием, стремясь найти оптимальный вариант. Одним из критериев может служить (II-103). При этом величину A в (II-103) следует максимизировать.

Многоканальные АЦП

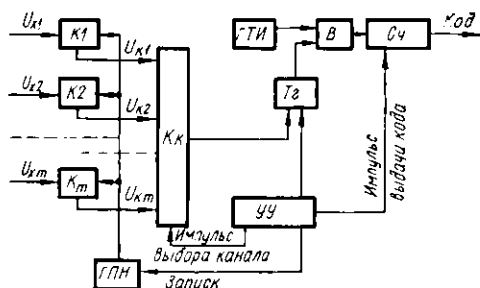
Использование многоканальных АЦП для преобразования сигналов от многих источников позволяет сократить объем используемой аппаратуры, уменьшить габариты и массу всей системы получения и обработки информации в целом. Поэтому возможность многоканального преобразования является одним из основных показателей АЦП. При построении многоканальных АЦП используется развертывание каналов по времени или по напряжению (в пространстве параметра).

При развертывании во времени каналы последовательно подключаются коммутатором к преобразователю. При развертке по напряжению развертывающее напряжение в одном цикле развертки сравнивается с напряжениями всех каналов. В многоканальных АЦП с разверткой каналов во времени используется: 1) коммутация напряжений на входе общей для всех каналов схемы сравнения; 2) коммутация выходных сигналов схем сравнения, индивидуальных для каждого канала, на входе общей кодирующей части преобразователя.

Соответственно различаются многоканальные преобразователи с коммутацией напряжений и многоканальные преобразователи с коммутацией импульсов. В многоканальных АЦП первого типа источники входных сообщений подключаются с помощью коммутатора $K1$ ко входу компаратора $K2$ (рис. 67).

Управление коммутатором осуществляет устройство управления

(УУ), вырабатывающее сигналы выбора каналов. Так как в данном устройстве осуществляется коммутация измерительных цепей, к коммутирующим элементам предъявляются достаточно высокие требования, поскольку погрешность коммутатора входит в общую погрешность преобразователя.



В многоканальных АЦП с коммутацией импульсов все источники сигналов подключаются к индивидуальным компараторам $K1, K2, \dots$, на вторые входы которых подаются развертывающие напряжения. На входы коммутатора K_k подаются импульсы сравнения, вырабатываемые компараторами в каждом канале (рис. 68). Подключение соответствующего канала к кодирующей части преобразователя производится по командам устройства управления. При коммутации импульсов требования к элементам коммутатора значительно ниже, поскольку искажения коммутирующих импульсов, если они не вызывают пропусков, не сказываются на работе преобразователя. Несмотря на преимущества метода коммутации импульсов, он получил пока меньшее распространение, так как при его использовании в каждом канале необходим индивидуальный компаратор, являющийся достаточно сложным устройством.

Многоканальные преобразователи с коммутацией напряжений обычно строятся по методу поразрядного уравнивания или последовательного счета, хотя принципиально метод считывания также может быть использован. В режиме многоканального преобразования быстроедействие АЦП по одному каналу уменьшается, так как обращение к каналу производится один раз за m циклов, где m — число каналов. Многоканальные преобразователи с коммутацией импульсов используют метод последовательного счета. При коммутации импульсов частота обращения к одному каналу также уменьшается в m раз.

В многоканальных АЦП с разверткой каналов по напряжению источники сигналов постоянно подключены к индивидуальным компараторам (рис. 69). За один цикл преобразования производится сравнение напряжений всех источников с общим нulloбразным напряжением. При этом напряжения отдельных каналов U_{xi} преобразуются в пропорциональные временные интервалы, которые с помощью счетчика $Cч$ преобразуются в коды. Выдача кодов производится без остановки счетчика с помощью импульсов, вырабатываемых компараторами. В таком преобразователе возможен приход импульса от компаратора в момент, когда в счетчике осуществляется сквозной перенос, что приводит к появлению погрешности при считывании. Для исключения этого явления используют счетчики, работающие в отраженном коде, а также используют ряд схемных решений, обеспечивающих выдачу кода в середине промежутков между импульсами ГТИ. При

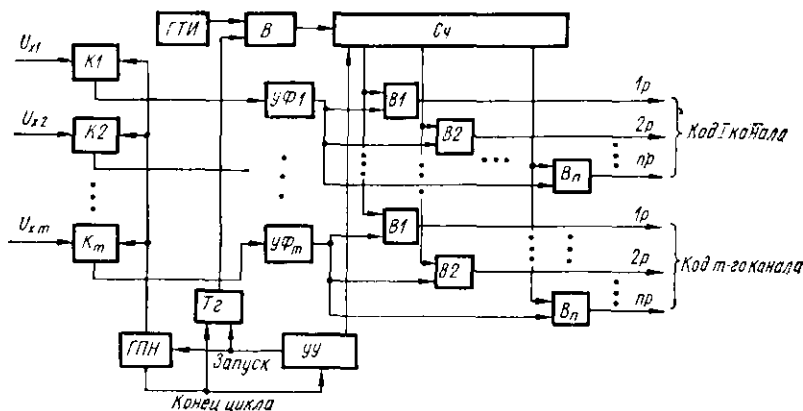


Рис. 69. Структурная схема многоканального АЦП с развертыванием каналов по напряжению.

развертывании каналов по напряжению сохраняются преимущества коммутации импульсов, поскольку коммутация входных напряжений не производится. Кроме того, быстродействие АЦП в многоканальном режиме не снижается. Частота обращения ко всем каналам одинакова и определяется быстродействием преобразователя в одноканальном режиме.

В многоканальных преобразователях к источникам погрешностей, характерным для одноканальных устройств, добавляются погрешности, обусловленные искажениями аналоговых напряжений U_x или потерей импульсов при коммутации. Кроме того, в многоканальных устройствах возможна потеря информации вследствие неправильной адресации в устройствах с коммутаторами.

Функциональные АЦП

Рассмотренные ранее АЦП обеспечивали линейное соответствие между преобразуемой величиной с выходным кодом. В ряде случаев, например при коррекции нелинейности датчиков входных напряжений, построении измерительных устройств с функциональными шкалами и других, требуется обеспечить функциональную зависимость выходного кода от преобразуемой величины A_x :

$$N = kF(A_x), \quad (\text{II-131})$$

где k — масштабный коэффициент; F — заданная функциональная зависимость.

В преобразователях угловых перемещений эта задача решается использованием функциональных кодовых масок. Функциональные кодовые маски позволяют реализовать широкий класс нелинейных непрерывных функций от угла поворота. Как правило, размеры единичных участков функциональных шкал являются различными, поэтому при их построении целесообразно применять отраженные коды, например код Грея. Изготовление функциональных шкал оказывается

сложнее, чем линейных, поскольку разбиение окружности на части производится в соответствии с заданной функциональной зависимостью. Каждая функциональная зависимость воспроизводится с помощью отдельной маски.

В функциональных преобразователях напряжения в код операции преобразования и получения заданной функциональной зависимости осуществляются совместно. Для таких преобразователей напряжения в код характерна нелинейная зависимость эталонного напряжения от эквивалентного ему кода, а также переменная величина кванта, что обеспечивается использованием функциональных преобразователей кода в напряжение, у которых зависимость между кодом и выходным напряжением обратна заданной функциональной зависимости F между входным напряжением и выходным кодом. Все практически используемые функциональные ПКН строятся на принципе кусочно-линейной аппроксимации требуемой зависимости. Требуемая точность аппроксимации определит число участков аппроксимации и точек, в которых требуется произвести изменение наклона аппроксимирующей функции.

Функциональный преобразователь напряжения в код может быть выполнен с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал. При этом преобразование напряжение — время будет функциональным. При линейном преобразовании напряжение — время потребует функциональное преобразование время — код. В этих случаях используются функциональные генераторы развертывающих напряжений (вместо ГПН в обычных АЦП) или временные модуляторы с нелинейной характеристикой [21].

Элементы аналого-цифровых преобразователей

Базой для построения аналого-цифровых преобразователей являются элементы цифровой вычислительной техники — триггеры, формирователи, логические схемы, инверторы. Среди нестандартных элементов следует особо выделить компараторы и обратные преобразователи кодов в аналоговую величину. Первые являются чувствительным элементом АЦП, во многом определяющим точность работы АЦП. Вторые формируют эталонные величины, с которыми производится сравнение входных величин. Рассмотрим основные характеристики этих элементов.

КОМПАРАТОРЫ

Компаратор является основным элементом АЦП, поскольку чувствительность, быстродействие и стабильность компаратора часто определяют рабочие характеристики преобразователя в целом или его отдельные показатели. Обычно компараторы характеризуются следующими показателями: чувствительностью или порогом чувствительности, определяемым как минимальное изменение входного сигнала, различаемое компаратором; быстродействием, характеризующим число сравнений в единицу времени, которое может быть выполнено компаратором при заданной погрешности сравнения; дрейфом — медленным,

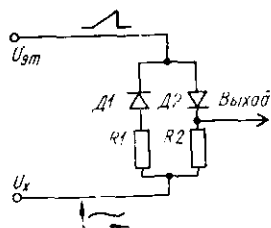


Рис. 70. Диодный компаратор.

Задачей компаратора является сравнение преобразуемого и компенсирующего напряжений с выдачей в момент их равенства сигнала сравнения. В ряде случаев компаратор должен определять знак разности двух сравниваемых напряжений и в соответствии с ним вырабатывать сигнал, пригодный для использования в цифровой части АЦП.

В качестве простейшего компаратора может быть использован диод. Идеальный диод был бы идеальным компаратором. Практически простые диодные компараторы находят весьма ограниченное применение вследствие низкой чувствительности и малой температурной стабильности характеристик.

Схема простейшего диодного компаратора приведена на рис. 70. Она состоит из двух диодов $D1$ — $D2$ и резисторов $R1$ — $R2$. Пока эталонное напряжение $U_{ср}$ меньше входного U_x , открыт диод $D1$, а $D2$ закрыт. Когда $U_{ср}$ сравняется с U_x и превысит его, диод $D2$ откроется и на выходе появится импульс напряжения. Одновременно закроется диод $D1$. Поскольку в схеме все время один из диодов открыт, ее входное сопротивление для источников U_x и $U_{ср}$ почти не изменяется. Недостатком схемы является ее низкая чувствительность, зависящая от уровней сравниваемых сигналов, низкая температурная стабильность, зависимость уровня выходного сигнала от разности сравниваемых напряжений. Порог чувствительности такой схемы порядка 300 мВ.

Используя совместно с диодным компаратором усилительный каскад, рис. 71, можно повысить чувствительность до 50—100 мВ. Сравнение происходит в цепи первичной обмотки импульсного трансформатора $Tr1$. Сигнал, возникающий при сравнении $U_{ср}$ и U_x , усиливается усилителем на транзисторе T и подается на выход. Несмотря на повышение чувствительности, стабильность схемы в широком диапазоне рабочих условий остается низкой.

Дальнейшее увеличение чувствительности компаратора достигается введением положительной обратной связи между компаратором и усилителем. При этом обратная связь делается управляемой и действует, начиная с момента сравнения. Такие компараторы называют диодно-регенеративными (рис. 72). Сравнение напряжений производится в цепи обмотки 1 трансформатора Tr , являющегося нагрузкой усилительного каскада на транзисторе T . Обмотка 1 состоит из двух секций $1a$ и $1б$, с общей точки которых напряжение обратной связи подается на вход усилителя. Включение обмоток таково, что через секцию $1a$ осуществляется положительная обратная связь, а через секцию

случайным изменением параметров компаратора, вызывающим изменение его выходного сигнала. Кроме того, к числу основных характеристик компаратора относят его входное сопротивление, перегрузочную способность. Последние характеристики компаратора определяют его пригодность для использования с заданным источником сигнала и возможность работы в заданном динамическом диапазоне изменения входного напряжения.

16 — отрицательная. Сравниваемые напряжения подаются на катоды диодов (считается, что напряжения U_x и $U_{\text{эт}}$ отрицательны). В процессе работы будет открыт тот диод, у которого на катоде большее отрицательное напряжение, другой диод будет заперт. Таким образом, пока $U_{\text{эт}}$ по абсолютной величине меньше, чем U_x , открыт диод Д2 и обратная связь отрицательна. В момент сравнения откроется диод Д1 и закроется Д2 — обратная связь станет положительной и диодно-регенеративный компаратор начинает генерировать свободные колебания подобно обычному блокинг-генератору. При использовании диодно-регенеративных схем достигается чувствительность порядка 20 мВ и менее, при времени парастания фронта импульса сравнения около 0,1 мкс. Диодно-регенеративный компаратор отличается простотой, достаточно высокой чувствительностью и хорошей перегрузочной способностью.

Хорошие результаты дает применение в компараторах туннельных диодов. Компараторы с туннельными диодами имеют высокие чувствительность и быстродействие, хорошо выдерживают перегрузки, не выходящие за границы предельно допустимых режимов. Схема компаратора на двух туннельных диодах приведена на рис. 73. Питание схемы производится периодической последовательностью разнополярных импульсов высокой частоты. В зависимости от полярности разностного сигнала происходит включение верхнего или нижнего диода, динамическое сопротивление которого при включении резко возрастает, в результате чего на выходе схемы появляется последовательность импульсов соответствующей полярности. При изменении знака разности $U_x - U_{\text{эт}}$ диоды переключаются и полярность выходного сигнала компаратора изменяется. Изменение тока, вызывающее переключение схемы, составляет примерно 50 мкА.

Компараторы диодно-регенеративного типа обеспечивают возможность построения АЦП с числом двоичных разрядов порядка 8–10, диапазоном входных напряжений около 10 В. Однако при необходимости кодирования более низких уровней сигналов чувствительность диодно-регенеративных компараторов оказывается недостаточной. Поэтому в устройствах повышенной точности и преобразователях малых уровней сигналов всегда используется предварительный усилитель. Усилители, используемые в компараторах, должны иметь хорошие динамические свойства, малые собственные шумы и дрейф,

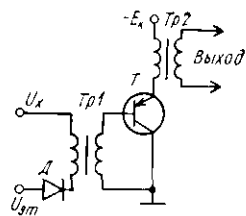


Рис. 71. Компаратор с усилителем.

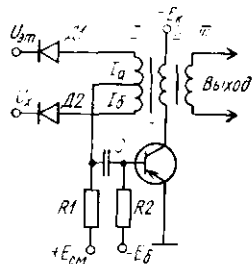


Рис. 72. Диодно-регенеративный компаратор.

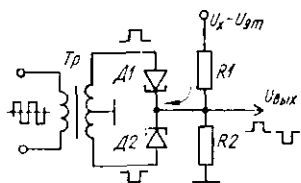


Рис. 73. Компаратор на туннельных диодах.

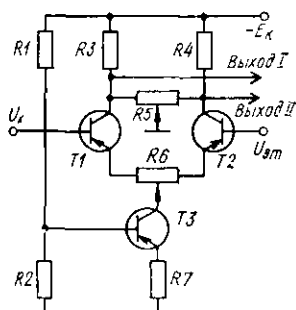


Рис. 74. Компаратор на дифференциальном усилителе.

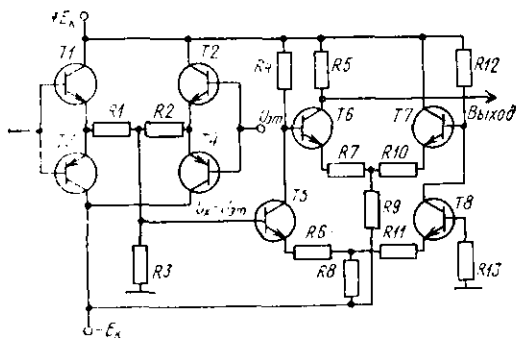


Рис. 75. Компаратор с усилением разностного сигнала.

некритичность к перегрузкам, стабильность параметров. Этим требованиям наилучшим образом удовлетворяют усилители постоянного тока (УПТ) с компенсацией дрейфа, а также усилители постоянного тока с модуляцией сигнала на входе.

Простейшими и наиболее распространенными УПТ с непосредственными связями являются балансные усилители. Дрейф нуля таких УПТ за длительное время оценивается величиной 0,5—1 мВ, температурный дрейф — порядка 20—50 мкВ/град. При правильном подборе транзисторов входное сопротивление таких УПТ может быть порядка сотен килоом, а полоса пропускания до нескольких мегагерц. Выходной сигнал балансного УПТ можно использовать для управления цифровыми элементами преобразователя. Схема компаратора с использованием предварительного усилителя балансного типа приведена на рис. 74. Преобразуемое напряжение подается на базу транзистора $T1$, а эталонное — на базу $T2$. Выходное напряжение усилителя пропорционально разности входных сигналов:

$$U_{\text{вых}} = k (U_x - U_{\text{эт}}), \quad (\text{II-132})$$

где k — коэффициент усиления.

При изменении знака разности изменяется полярность выходного напряжения. Для повышения стабильности в схеме используется стабилизация общего тока балансного каскада с помощью транзистора $T3$. Балансировка схемы осуществляется с помощью предусмотренных в схеме регулировок. На рис. 75 приведена схема компаратора, в которой вначале выделяется разностный сигнал, усиливающийся затем балансным УПТ.

Компараторы такого типа подвергаются значительным перегрузкам. При использовании их в преобразователях с генератором пилообразного напряжения или в АЦП поразрядного уравнивания в начале цикла разность $U_x - U_{\text{эт}}$ может быть очень большой. Это заставляет принимать меры по защите схемы от перегрузок, ограничивая максимальное значение разностного сигнала.

Высококчувствительные компараторы могут быть построены на базе интегральных операционных усилителей, выпускаемых в настоящее время в широком ассортименте. Несколько упрощенная схема

компаратора на операционном усилителе серии 140 приведена на рис.76. Сравнение преобразуемого и эталонного сигналов, подаваемых на прямой *I* и инвертирующий *II* входы микросхемы *МС*, происходит во входной цепи усилителя. Разностный сигнал, образующийся на диодной цепочке *Д1*, *Д2*, усиливается и формируется таким образом, что в случае превышения преобразуемым сигналом эталонного на выходе компаратора появляется сигнал высокого уровня (логическая единица). Если эталонное напряжение больше, чем преобразуемый сигнал, на выходе компаратора появляется сигнал низкого уровня (логический нуль). Диоды *Д1*, *Д2* и *Д3*, *Д4* предохраняют микросхему от перегрузки при большом разностном сигнале. Диоды *Д6* и *Д7*, связанные с источниками +5 В и +1,2 В, служат для согласования уровней выходных сигналов компаратора с уровнями сигналов, принятыми для серии 155 цифровых интегральных микросхем.

Чувствительность компаратора равна 3 мВ, задержка выходного сигнала 0,1 мкс, время нарастания сигнала 0,1 мкс. Диапазон изменения входных сигналов ± 3 В.

Эталонный и преобразуемый сигналы подаются на входы *II* и *I* через эмиттерные повторители или другие согласующие схемы с малым (порядка 50 Ом) выходным сопротивлением.

В ряде случаев для получения усиления разностного сигнала используется усилитель постоянного тока с преобразованием сигнала на входе. В этом случае с помощью модулятора формируется импульс, амплитуда которого равна разности входного и эталонного напряжений. Этот импульс усиливается усилителем переменного тока и подается на сравнивающую схему. В качестве модуляторов обычно используют транзисторные ключи. Усилители переменного тока, используемые для усиления модулированного разностного сигнала, характеризуются значительно меньшим дрейфом, чем УПТ. Поэтому основным источником нестабильности здесь будет дрейф входного модулятора. Применение УПТ с преобразованием сигнала дает возможность повысить чувствительность компаратора на порядок и более.

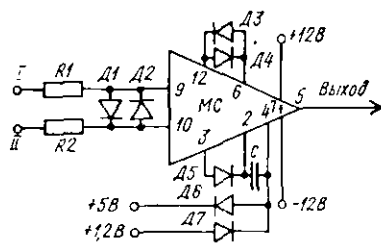


Рис. 76. Компаратор на операционном усилителе.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КОДА В НАПРЯЖЕНИЕ

Преобразователи кода в напряжение используются в АЦП для формирования эталонных напряжений, компенсирующих входное. В ряде случаев они применяются как самостоятельные устройства, преобразующие цифровые команды управления в аналоговые управляющие сигналы. Рассмотрим ряд способов построения преобразователей кода в напряжение. Поскольку любое *n*-разрядное двоичное число *N* может быть представлено в виде суммы степеней двойки

$$N = 2^{n-1}a_{n-1} + \dots + 2^1a_1 + \dots + 2^0a_0 = \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i, \quad (\text{II-133})$$

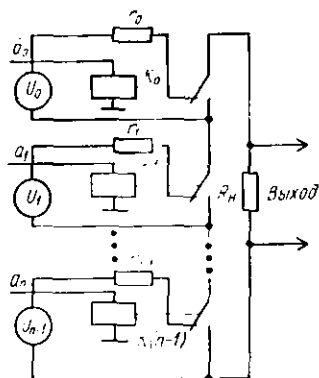


Рис. 77. ПКН с эталонными источниками.

где a_i — цифра соответствующего разряда кода (1 или 0), преобразование кода в напряжение сводится к созданию набора эталонных величин (напряжений, токов, сопротивлений) с весами, определяемыми целыми степенями числа 2, и последующим их суммированием. Включение или невключение в сумму данного эталона определяется значением цифры в данном разряде кода. При наличии единицы в данном разряде эталон включается в сумму.

Таким образом, можно представить схемы преобразователей кода в напряжение с эталонными источниками напряжения или тока, с эталонными сопротивлениями.

В ПКН с эталонными источниками напряжения (рис. 77) значения напряжений разрядов определяются следующим образом:

$$U_0 = 2^0 \Delta U; \quad U_1 = 2^1 \Delta U; \quad \dots \quad U_i = 2^i \Delta U; \quad \dots \quad U_{n-1} = 2^{n-1} \Delta U. \quad (II-134)$$

Каждый из источников характеризуется внутренним сопротивлением r_i . Включение эталонных источников производится с помощью ключей K_i , управляемых кодом. Если преобразуется некоторый код $a_{n-1}, \dots, a_1, \dots, a_0$, напряжение на выходе преобразователя определится с учетом соотношения:

$$\sum_{i=0}^{n-1} a_i U_i - i \left(\sum_{i=0}^{n-1} a_i r_i + R_n \right) = 0, \quad (II-135)$$

откуда ток в цепи нагрузки i будет найден в виде

$$i = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} a_i U_i}{\sum_{i=0}^{n-1} a_i r_i + R_n}, \quad (II-136)$$

а выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = i R_n = \sum_{i=0}^{n-1} a_i U_i \frac{R_n}{\sum_{i=0}^{n-1} a_i r_i + R_n} = k_m \sum_{i=0}^{n-1} a_i U_i, \quad (II-137)$$

где k_m — масштабный коэффициент, равный

$$\frac{R_n}{\sum_{i=0}^{n-1} a_i r_i + R_n}. \quad (II-138)$$

Поскольку $U_i = 2^i \Delta U$, выходное напряжение будет пропорционально входному двоичному числу:

$$U_{\text{вых}} = k_m \Delta U \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i. \quad (II-139)$$

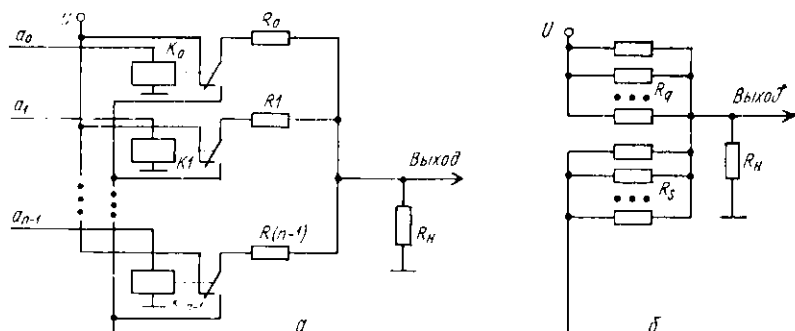


Рис. 78. ПЧН с весовыми сопротивлениями: а — структурная схема; б — эквивалентная схема.

Точность преобразования зависит от постоянства масштабного коэффициента и стабильности используемых эталонных напряжений. В данной схеме k_m зависит от преобразуемого кода, поэтому погрешность преобразования также будет функцией кода и достигнет максимального значения при преобразовании наибольшего числа, когда будут включены все эталонные источники напряжения. Для снижения погрешности необходимо обеспечить выполнение неравенства $\sum_{i=0}^{n-1} r_i \ll R_n$. В сопротивление r_i следует включать переходное сопротивление коммутирующего элемента.

На рис. 78 приведена схема ПЧН с весовыми сопротивлениями. Величины сопротивлений резисторов схемы выбраны обратно пропорциональными 2^i , т. е. $R_i = \frac{R}{2^i}$. Подключение резисторов к источнику напряжения U производится ключом при наличии единицы в соответствующем разряде кода. При нулевом значении разряда резистор подключается к общей шине. Если преобразуется двоичный код, характеризующийся некоторым числом единиц и нулей в определенных разрядах, то часть резисторов окажется подключенной к источнику напряжения U , а остальные будут подключены к общему проводу. Первую группу резисторов обозначим буквой q , вторую — буквой s (рис. 78, б). Для первой группы резисторов

$$\sum_q \frac{1}{R_q} = \sum_q \frac{2^q}{R} = \frac{1}{R} \sum_q 2^q. \quad (\text{II-140})$$

В группе q находятся резисторы, подключенные к источнику напряжения U , т. е. соответствующие единицам кода преобразуемого числа. Выражение (II-140) можно привести к виду

$$\sum_q \frac{1}{R_q} = \frac{1}{R} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i. \quad (\text{II-141})$$

Значение выражения (II-141) прямо пропорционально преобразуемому коду.

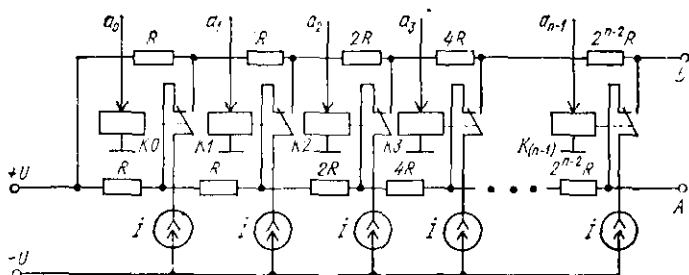


Рис. 79. ПКН с суммированием токов.

Определим выходное напряжение схемы

$$U_{\text{вых}} = U \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_{\text{н}}} + \sum_S \frac{1}{R_S}}}{\sum_q \frac{1}{R_q} + \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{н}}} + \sum_S \frac{1}{R_S}}} = U \frac{\sum_q \frac{1}{R_q}}{\frac{1}{R_{\text{н}}} + \sum_q \frac{1}{R_q} + \sum_S \frac{1}{R_S}}. \quad (\text{II-142})$$

Поскольку $\sum_q \frac{1}{R_q} + \sum_S \frac{1}{R_S} = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{R_i}$, окончательно получим

$$U_{\text{вых}} = U \frac{\sum_q \frac{1}{R_q}}{\frac{1}{R_{\text{н}}} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{R_i}}. \quad (\text{II-143})$$

С учетом (II-141) можно записать

$$U_{\text{вых}} = k_m U \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i, \quad (\text{II-144})$$

где k_m — масштабный коэффициент, равный $\frac{1}{\frac{1}{R_{\text{н}}} + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{1}{R_i}}$. По-

грешность преобразователя данного типа определится нестабильностью величин сопротивлений резисторов и напряжения источника U .

В ПКН с суммированием токов (рис. 79) резисторы каждого разряда питаются от индивидуальных стабилизированных источников тока. Токи всех источников одинаковы. Переключение источников производится ключами с кодовым управлением. Выходное напряжение схемы будет пропорционально величине преобразуемого числа. Будем считать, что при кодах, равных единице, переключатели

подключают источники тока к шине B , в противном случае — к шине A . При нулевом значении кода потенциал точки B будет равен напряжению источника питания U . Потенциал точки A в этом случае определится

$$U_A = U - IR \sum_{i=0}^{n-1} 2^i = U - (2^n - 1) IR. \quad (\text{II-145})$$

В случае преобразования кода, отличного от нуля, потенциал точки A определится

$$U_A = U - (2^n - 1) IR + IR \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i, \quad (\text{II-146})$$

а

$$U_B = U - IR \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i,$$

где a_i — значения разрядов преобразуемого кода.

Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_A - U_B = 2IR \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i - (2^n - 1) IR. \quad (\text{II-147})$$

Таким образом, выходное напряжение будет пропорционально коду преобразуемого числа:

$$U_{\text{вых}} = k_1 \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i - k_2, \quad (\text{II-148})$$

где масштабные коэффициенты k_1 и k_2 легко находятся из (II-147).

Погрешность преобразования зависит от разброса номиналов резисторов и стабильности токов, питающих преобразователь.

ПКН на резисторах двух номиналов (рис. 80) являются наиболее распространенными. В них используется всего один источник эталонного напряжения. Преобразователь представляет собой делитель напряжения с коэффициентом передачи напряжения, изменяющимся в два раза при переходе от разряда к разряду. В каждом разряде установлено два ключа, управляемых кодами соответствующих разрядов. Если значение цифры в данном разряде равно 0, плечо делителя подключается к общей шине, если в данном разряде 1, к делителю подключается источник эталонного напряжения $U_{\text{эт}}$. На примере пятиразрядного ПКН убедимся в том, что вклад каждого разряда в выходное напряжение пропорционален весу разряда. При преобразовании кода 10000 (подключен эталон в старшем разряде) эквивалентная схема будет иметь вид, как показано на рис. 80, б. Нетрудно убедиться, что выходное напряжение будет равно $\frac{1}{3} U_{\text{эт}}$. Для случая, когда преобразуется код 01000, эквивалентная схема приведена на рис. 80, в.

Из рисунка видно, что $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{эт}}}{3} \cdot \frac{1}{2}$, т. е. коэффициент передачи эталонного напряжения уменьшился в два раза. Если составить эквивалентные схемы для остальных случаев, то можно будет записать

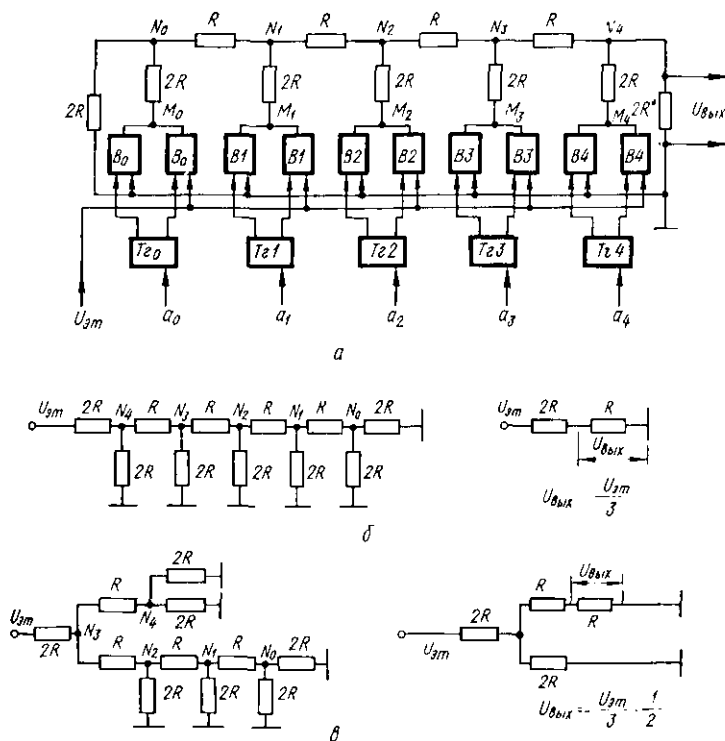


Рис. 80. ПКН на резисторах двух номиналов.

выражение для одного слагаемого в виде

$$U_{\text{вых } i} = \frac{1}{3} U_{\text{эт}} \frac{2^i a_i}{2^{n-1}}. \quad (\text{II-149})$$

При преобразовании произвольного кода

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{эт}}}{3 \cdot 2^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i a_i, \quad (\text{II-150})$$

Максимальное значение выходного напряжения будет при преобразовании кода 11111:

$$U_{\text{вых max}} = \frac{1}{3} U_{\text{эт}} \frac{2^n - 1}{2^{n-1}}. \quad (\text{II-151})$$

Коэффициент использования эталонного напряжения $k_{\text{эт}}$ при большом числе разрядов определится выражением

$$k_{\text{эт}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{эт}}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{2^n - 1}{2^{n-1}} \approx 0,67. \quad (\text{II-152})$$

Использование эталонного напряжения можно улучшить, если исключить из схемы резистор $2R^*$. В этом случае $k_{\text{эт}} \approx \frac{2^n - 1}{2^n} \approx 1$.

Точность преобразования в данной схеме не зависит от величины нагрузки R_n . Однако с уменьшением R_n масштаб преобразования уменьшается. Поэтому выбирают $R_n \gg R$.

Погрешность данного *ПКН* определяется точностью подбора и стабильностью резисторов (особенно в старших разрядах), стабильностью эталонного напряжения, стабильностью параметров используемых ключевых схем. Преимуществом рассмотренной схемы является наличие всего двух номиналов резисторов, простота схемы, высокая точность преобразования. Схема на резисторах двух номиналов может использоваться также в сочетании с эталонными источниками тока, причем получаемые результаты аналогичны. В настоящее время серийно выпускаются миниатюрные резисторные сборки типа $R - 2R$, предназначенные для использования в схемах преобразователей кода в напряжение.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОДОВ В ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Обычно производится преобразование кода в угловое перемещение. При необходимости получить линейное перемещение используют различные механические системы преобразования вращательного движения в поступательное. Различают два вида устройств, осуществляющих преобразование кода в угловое перемещение: устройства разомкнутого типа, использующие в качестве преобразующих элементов шаговые двигатели, и устройства с обратной связью, представляющие собой цифровые следящие системы.

В преобразователях разомкнутого типа используются шаговые двигатели, т. е. такие электрические машины, угол поворота ротора которых изменяется на некоторую фиксированную величину (шаг) при подаче на двигатель (или систему управления двигателем) одного импульса управления. Поскольку угол поворота ротора такого двигателя пропорционален числу поданных импульсов N и величине шага, преобразуемый код должен быть представлен в виде числа импульсов.

По конструкции шаговые двигатели (*ШД*) делятся на две группы: с кинематической связью между ротором и статором; с электромагнитной связью между ротором и статором. К первой группе относятся двигатели с электромагнитным приводом и храповым или анкерным механизмом, например шаговый искатель. Величина шага $\Delta\theta$ таких двигателей определяется числом зубцов храпового механизма. *ШД* данного типа имеют низкое быстродействие (порядка 20 Гц), ограниченный срок службы вследствие износа храпового механизма, малый момент на валу.

ШД второй группы представляют собой многополюсные синхронные машины, обмотки которых возбуждаются прямоугольными импульсами напряжения. В зависимости от количества независимо коммутируемых обмоток шаговые двигатели бывают однофазные, двухфазные и многофазные. Современные *ШД* характеризуются высоким быстродействием и могут работать на частотах до 5000 Гц.

Для устройств с *ШД* характерна фиксация выходного вала в положении, соответствующем преобразованному коду, т. е. в устройстве

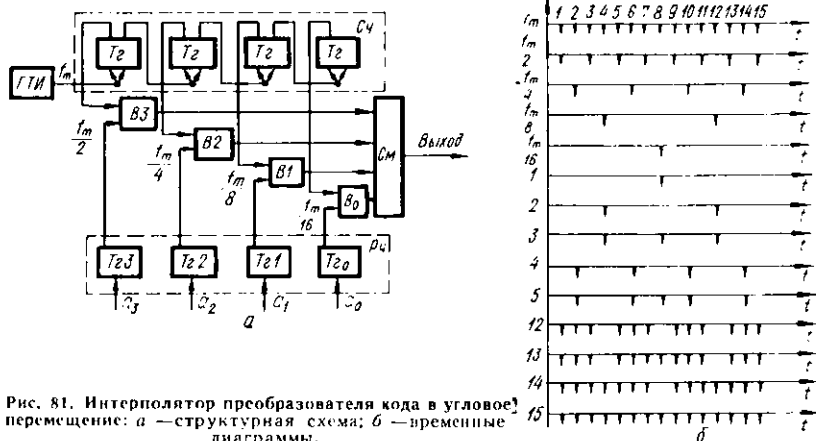


Рис. 81. Интерполятор преобразователя кода в угловое перемещение: а — структурная схема; б — временные диаграммы.

производится запоминание угла, соответствующего предыдущему значению кода. Поэтому на преобразователь кода в угловое перемещение подаются не абсолютные значения преобразуемого кода, а их приращения. Приращения могут подаваться на вход преобразователя как по мере их возникновения, так и в фиксированные моменты времени с определенной частотой. Помимо кода, характеризующего величину приращения, на преобразователь подается сигнал знака приращения, определяющий направление поворота ротора ШД, определяющий порядок коммутации обмоток ШД.

Для управления шаговыми двигателями используется числоимпульсный код. Преобразование параллельного цифрового кода в числоимпульсный осуществляется с помощью специальных устройств, которые пропускают на систему управления ШД количество импульсов, соответствующее преобразуемому числу. В простейшем случае такое преобразование может быть выполнено с помощью счетчика импульсов работающего на сложение или вычитание. Если цикл преобразования кода в угловое перемещение имеет постоянную длительность, то при использовании простейшей пересчетной схемы отработка приращения кода будет производиться в начале цикла с большой скоростью, поскольку импульсы управления будут неравномерно распределены на интервале преобразования. Движение ротора ШД будет также неравномерным. Для обеспечения равномерного распределения импульсов управления на интервале преобразования в состав преобразователя кода в угловое перемещение с шаговым двигателем включают интерполяторы. Схема интерполятора, предназначенного для преобразования параллельного двоичного кода в числоимпульсный код, приведена на рис. 81 [24]. В состав интерполятора входят: регистр числа, делитель частоты (счетчик) и вентили. Количество триггеров в регистре числа и счетчике определяется разрядностью преобразуемого кода. В данном случае разрядность равна 4. Триггеры регистра числа управляют вентилями $B0$ — $B3$, на вторые входы которых поступают не совпадающие во времени импульсные последовательности с частотами,

равными $\frac{f_\tau}{2}, \frac{f_\tau}{4}, \frac{f_\tau}{8}, \frac{f_\tau}{16}$. Длительность цикла преобразования кода

$$t_n = 2^n \tau, \quad (\text{II-153})$$

где n — разрядность преобразуемого кода; τ — период следования тактовых импульсов.

За время цикла преобразования будет сформирована импульсная последовательность, число импульсов в которой будет определяться преобразуемым числом. Если в регистре числа записан двоичный код (II-133) $N = 2^{n-1}a_{n-1} + \dots + 2^l a_l + \dots + 2^1 a_1 + 2^0 a_0$, то на выходе интерполиатора в общем случае частота импульсов f определится

$$f = \frac{f_\tau}{2} a_{n-1} + \dots + \frac{f_\tau}{2^{n-1}} a_1 + \frac{f_\tau}{2^n} a_0 = \\ = \frac{f_\tau}{2^n} (2^{n-1} a_{n-1} + \dots + 2^l a_l + \dots + 2^1 a_1 + 2^0 a_0) = \frac{1}{2^n} f_\tau N. \quad (\text{II-154})$$

Из (II-154) видно, что частота следования импульсов на выходе интерполиатора изменяется в соответствии с преобразуемым кодом. Число импульсов на выходе интерполиатора за время цикла определим при совместном использовании (II-154) и (II-153) с учетом, что $\tau = \frac{1}{f_\tau}$. Это даст результат

$$N_{\text{ци}} = t_n f = 2^n \frac{1}{f_\tau} \frac{f_\tau}{2^n} N = N, \quad (\text{II-155})$$

который следовало ожидать. Количество импульсов на выходе интерполиатора за время цикла преобразования равно преобразуемому числу, а распределение импульсов на интервале преобразования t_n приближается к равномерному (рис. 81, б). Использование интерполиаторов позволяет обеспечить хорошее согласование преобразуемого кода с динамическими характеристиками механических систем $МД$ и связанных с ними устройств.

Структурная схема преобразователя кода в угловое перемещение с обратной связью приведена на рис. 82. В состав преобразователя входит система сравнения кодов (ССК), осуществляющая сравнение преобразуемого кода с кодом обратной связи, поступающим от преобразователя углового перемещения в код $П$, связанного с выходным валом преобразователя. Различие двух кодов определяет сигнал рассогласования следящей системы, под действием которого исполнительный двигатель преобразователя будет вращаться до тех пор, пока сигнал рассогласования на выходе ССК не будет равен нулю. Если в качестве исполнительного двигателя применить $МД$, то непосредственно за ССК должен находиться интерполиатор с коммутатором-распределителем.

В приведенной схеме применен исполнительный двигатель постоянного тока, управление которым осуществляется с помощью $ПКН$ и последующего усилителя $У$, который усиливает сигнал рассогласования.

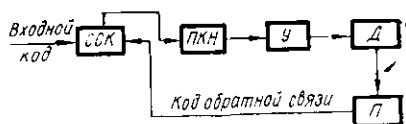


Рис. 82. Преобразователь с обратной связью.

В цепи обратной связи может быть использован любой преобразователь углового перемещения в код (контактный, фотоэлектрический). Точность *ИКИ* в цепи управления двигателем не имеет существенного значения, так как он преобразует в напряжение код рассогласования, который в процессе обработки сводится к нулю.

Преобразователи кода в угловое перемещение широко применяются в составе устройств, управляемых по командам ЭВМ, или программных устройств.

Контрольные вопросы и примеры

1. В чем состоит факт получения информации при измерении? Привести примеры.
2. Как влияют законы распределения измеряемой величины и погрешности измерения на количество получаемой информации?
3. Привести выражения для оценок количества информации, получаемой при измерении, для случаев, когда:
 - а) измеряемая величина и погрешность характеризуются равномерным законом распределения;
 - б) измеряемая величина имеет равномерный закон распределения, а погрешность — нормальный.
4. Определить пределы возможного изменения количества информации для случая, когда измеряемая величина и погрешность распределены по равномерному закону, диапазон L изменения измеряемой величины составляет 100, величина интервала $\Delta = 1$, а погрешность $\gamma = 5, 2, 1, 0,5, 0,2$ (условных единиц). Оценить влияние погрешности на количество получаемой информации.
5. Оценить количество информации, получаемой при измерении, если измеряемая величина распределена по равномерному закону, а погрешность по нормальному. Принять $L = 100$, $\Delta = 1$, $\sigma = 5, 2, 1, 0,5, 0,2$ (условных единиц). Сделать вывод о влиянии погрешности на количество получаемой информации.
6. Как влияет закон распределения помехи на ее дезинформационное действие?
7. Как определяется эквивалентное число делений устройств отбора информации:
 - а) в общем случае; б) в случае равномерного закона распределения погрешности; в) при нормальном законе распределения погрешности?
8. Объяснить понятие «комплексный датчик информации».
9. Вывести выражение для оценки эквивалентного класса точности комплексного датчика.
10. Объяснить различие между параметрическими и генераторными датчиками.
11. Назвать известные типы параметрических и генераторных датчиков.
12. Перечислить основные характеристики датчиков.
13. Охарактеризовать требования, предъявляемые к датчикам.
14. Привести выражение для коэффициента тензочувствительности тензодатчика.
15. Назвать известные датчики термосопротивления. Объяснить принцип их действия.
16. Охарактеризовать электронные датчики сопротивления. Как определяется их чувствительность?
17. Охарактеризовать основные схемы включения индуктивных и емкостных датчиков.
18. Объяснить назначение и области применения нормирующих преобразователей.
19. Перечислить основные типы коммутаторов. Назвать их характеристики.
20. Как определяется погрешность коммутатора?
21. Перечислить известные элементы контактных коммутаторов. Назвать их эксплуатационные характеристики.
22. Сравнить основные схемы электронных ключей. Назвать их преимущества и недостатки.
23. Охарактеризовать способы управления коммутаторами.
24. Сравнить известные способы построения распределителей импульсов для схем управления коммутаторами.
25. Объяснить принцип кодового избиения каналов.
26. Дать краткую характеристику основных методов аналого-цифрового преобразования.

27. Перечислить основные характеристики аналого-цифровых преобразователей. Как эти характеристики связаны между собой?
28. Объяснить принцип построения кодовых шкал на примере преобразователя угла поворота вала в цифровой код с контактным съемом сигнала.
29. Чем объясняется целесообразность использования рефлексных кодов в преобразователях считывания?
30. Привести алгоритмы преобразования кода Грея в двоичный код и двоичного кода в код Грея. Объяснить работу схем преобразования кодов.
31. Какими факторами ограничивается точность фотоэлектрических преобразователей с кодовыми масками?
32. Объяснить правила подбора пары источник света — фотоприемник для фотоэлектрических преобразователей считывания.
33. Каким требованиям должен удовлетворять материал кодирующего диска индуктивных преобразователей?
34. Дать сравнительную характеристику преобразователей угловых перемещений в цифровой код, построенных по методу считывания.
35. Объяснить принцип действия накапливающего фотоэлектрического преобразователя угловых перемещений в цифровой код.
36. Объяснить конструкцию и принцип действия индуктофона. Охарактеризовать основные режимы его работы.
37. Назвать основные источники погрешностей преобразователя угловых перемещений с промежуточным преобразованием угловой величины во временной интервал.
38. Перечислить причины возникновения ошибок при преобразовании временных интервалов в цифровой код.
39. Охарактеризовать известные способы снижения погрешности преобразования временных интервалов в цифровой код.
40. Дать сравнительную характеристику известных схем АЦП последовательного счета.
41. Объяснить принцип действия следящего АЦП.
42. Объяснить принцип поразрядного уравнивания на примере одной из известных схем.
43. Привести примеры АЦП, построенных по методу считывания. Перечислить их преимущества и недостатки.
44. Объяснить принцип построения комбинированных АЦП.
45. Дать сравнительную характеристику известных методов построения многоканальных АЦП.
46. Перечислить основные требования, предъявляемые к компараторам АЦП. Сравнить известные схемы по чувствительности и быстродействию.
47. Назвать способы преобразования кода в напряжение, сравнить их по сложности и точности.
48. Охарактеризовать способы преобразования кода в угловые перемещения.
49. Каковы функции интерполатора в преобразователях кода в угловое перемещение, выполненных на основе шаговых двигателей?

Глава III

УСТРОЙСТВА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Задачей устройств передачи информации является своевременная и достоверная передача необходимого объема информации от источника к потребителю. Роль источника могут выполнять автоматизированные датчики информации, устанавливаемые на объектах, вычислительные устройства, решающие задачи управления, устройства ввода данных, люди. Потребителями информации являются исполнительные устройства, управляющие устройства и ЭВМ, устройства регистрации и отображения, люди. Одно и то же устройство может

выступать как источник и как потребитель информации. Это обуславливает разнообразие форм передаваемых данных (непрерывные, дискретные), широкий диапазон интенсивностей информационных потоков.

Организация передачи информации и выбор технических средств должны обеспечивать возможность эффективной реализации существующих связей и создания новых. При решении задач доставки информации необходимо учитывать не только количественные характеристики передаваемых данных, но и их семантическое содержание с тем, чтобы обеспечить наиболее эффективное решение задач управления, контроля, измерения.

Особенностью устройств передачи данных, используемых, например, при построении систем управления, являются повышенные требования к скорости передачи, надежности и помехоустойчивости. Современные технологические процессы характеризуются высокими скоростями протекания, а это требует передачи и обработки больших массивов данных в малые сроки, высокой достоверности передаваемых данных, поскольку даже незначительное число ошибок может полностью исказить результаты обработки информации. Поэтому важнейшей задачей является разработка новых методов и технических средств надежной и достоверной передачи больших массивов данных, разработка каналов передачи с высокой пропускной способностью, а также разработка методов, позволяющих наиболее эффективно использовать уже существующие каналы и технические средства связи.

1. ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ ПЕРЕДАЧИ

Скорость передачи информации.

Пропускная способность канала связи

Информация, получаемая от источника сообщений, должна быть передана потребителю наиболее рациональным способом. Передача осуществляется по *каналу связи*, представляющему совокупность технических средств, служащих для передачи сообщения. Этими средствами являются передатчик, линия связи и приемник. Совокупность канала связи, источника и получателя информации, характеризующаяся определенными способами преобразования и восстановления сообщения, называется *системой связи*.

Система связи, обеспечивающая независимую передачу нескольких сообщений по одной линии связи, называется *многоканальной*.

Процесс передачи информации можно характеризовать количеством информации, передаваемым в единицу времени по каналу связи.

Если количество информации в принимаемых сообщениях равно I , а общая длительность сообщений равна T , то скорость передачи

$$V = \frac{I}{T} \text{ бит/с.} \quad (\text{III-1})$$

При отсутствии помех в канале количество информации в сообщениях источника определяется с учетом энтропии источника

$$I = nH, \quad (\text{III-2})$$

где n — число символов в сообщении, а скорость передачи

$$V = \frac{I}{T} = \frac{nH}{n\bar{\tau}} = \frac{H}{\bar{\tau}}, \quad (\text{III-3})$$

где $\bar{\tau}$ — средняя длительность символа источника сообщений.

$$\bar{\tau} = \sum_{i=1}^m \tau_i p_i. \quad (\text{III-4})$$

При одинаковой длительности всех символов $\bar{\tau} = \tau$. Скорость передачи в этом случае

$$V = \frac{H}{\tau}. \quad (\text{III-5})$$

Требование высокой скорости передачи информации является одним из основных требований, предъявляемых к системам передачи информации. В реальных условиях существует ряд причин, ограничивающих скорость передачи. Из (III-5) следует, что скорость может быть повышена при увеличении энтропии источника или уменьшении длительности символов сообщения. Как известно, энтропия источника с конечным алфавитом ограничена величиной $H_{\max} = \log m$. С другой стороны, уменьшение длительности символов может производиться лишь до определенного предела, который устанавливается полосой пропускания канала, так как с уменьшением длительности символов происходит расширение спектра сигнала. Таким образом, скорость передачи информации не может беспредельно повышаться. При передаче непрерывных сообщений скорость передачи можно оценить с использованием (I-132). При нормальном законе распределения помех

$$V = 2F_n [H(y) - \log \sqrt{2\pi e P_n}], \quad (\text{III-6})$$

при других законах распределения помех следует пользоваться (I-122):

$$V = \frac{H(Y) - H(N)}{T_c}. \quad (\text{III-7})$$

Как при передаче дискретных, так и при передаче непрерывных сообщений скорость передачи информации является ограниченной величиной.

Максимально возможная скорость передачи информации по каналу связи при фиксированных ограничениях называется *пропускной способностью канала*:

$$C = \max V = \max_{T_c \rightarrow \infty} \frac{I}{T_c} = \max \frac{H}{\tau}, \quad (\text{III-8})$$

где C — пропускная способность канала.

Определение пропускной способности канала можно производить путем отыскания максимума I или одновременно максимизируя H и минимизируя τ с учетом вводимых фиксированных ограничений.

Найдем пропускную способность дискретного канала без помех, в котором используется m символов с длительностью $t_1, t_2, \dots, t_m, \dots$

..., ..., t_m . Символы считаются независимыми и любая последовательность символов представляет некоторое сообщение. Взяв в качестве исходного выражение (III-8) $C = \max_{T_c \rightarrow \infty} \frac{I}{T_c}$, определим количество информации в сообщениях и найдем значение пропускной способности.

Общее количество сообщений L , имеющих длительность T_c , определится как сумма количеств сообщений, оканчивающихся символами $t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_m$, т. е.

$$L(T_c) = L(T_c - t_1) + L(T_c - t_2) + \dots + L(T_c - t_i) + \dots + L(T_c - t_m). \quad (\text{III-9})$$

Решение данного уравнения в конечных разностях находится в виде функции

$$L(T_c) = A_1 \lambda_1^{T_c} + A_2 \lambda_2^{T_c} + \dots + A_i \lambda_i^{T_c} + \dots + A_m \lambda_m^{T_c}, \quad (\text{III-10})$$

где $A_1, A_2, \dots, A_m$ и $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ — некоторые константы.

Подставив (III-10) в (III-9), получим

$$A_1 \lambda_1^{T_c} (1 - \lambda_1^{-t_1} - \lambda_1^{-t_2} - \dots - \lambda_1^{-t_m}) + A_2 \lambda_2^{T_c} (1 - \lambda_2^{-t_1} - \lambda_2^{-t_2} - \dots - \lambda_2^{-t_m}) + \dots + A_m \lambda_m^{T_c} (1 - \lambda_m^{-t_1} - \lambda_m^{-t_2} - \dots - \lambda_m^{-t_m}) = 0. \quad (\text{III-11})$$

Значения коэффициентов λ находятся из решения характеристического уравнения

$$1 - \lambda^{-t_1} - \lambda^{-t_2} - \dots - \lambda^{-t_m} = 0. \quad (\text{III-12})$$

При $T_c \rightarrow \infty$ выражение (III-10) будет стремиться к значению

$$L(T_c) = \lambda \lambda_{\max}^{T_c}, \quad (\text{III-13})$$

где $\lambda_{\max}$ — максимальный корень характеристического уравнения.

Определив согласно (I-4) $I = \log L(T_c)$, найдем значение пропускной способности

$$C = \lim_{T_c \rightarrow \infty} \frac{I}{T_c} = \lim_{T_c \rightarrow \infty} \frac{\log \lambda_{\max}^{T_c}}{T_c} = \log \lambda_{\max}. \quad (\text{III-14})$$

Когда длительность всех символов одинакова $t_1 = t_2 = \dots = t_m = \tau$, уравнение (III-12) примет вид

$$1 - m \lambda^{-\tau} = 0, \quad (\text{III-15})$$

откуда $\lambda^\tau = m$ и

$$C = \log \lambda = \frac{\log m}{\tau}. \quad (\text{III-16})$$

В случае непрерывного канала определение C сводится к максимизации I при заданных фиксированных ограничениях путем отыскания таких законов распределения, при которых значение I будет максимальным. Воспользуемся результатами гл. I, полученными для распределений с максимальной энтропией (I-135), и при

ограниченной дисперсии сигнала и помехи получим

$$I_{\max} = F_{\nu} T_c \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\Pi}} \right). \quad (\text{III-17})$$

Количество информации, которое содержится в принятых сообщениях относительно переданных, определяется произведением трех величин T_c , F_{ν} и $\log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\Pi}} \right)$. Это произведение называется объемом сообщения. Из (III-17) видно, что передать одно и то же количество информации можно при различных T_c , F_{ν} и $\frac{P_c}{P_{\Pi}}$, т. е. путем обмена

полосы частот на время и т. д. Важно, чтобы объем сообщения при этом не изменялся.

Пропускная способность канала связи C в соответствии с (III-8)

$$C = F_{\nu} \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\Pi}} \right). \quad (\text{III-18})$$

Выражение (III-18) получено для случая, когда значения сигнала и помехи распределены по нормальному закону. Если же закон распределения помехи произвольный, но известна мощность помехи P_{Π} и ее энтропийная мощность $P_{\text{энт}}$ (I-118), пропускная способность канала C определяется системой неравенств [25]:

$$F_{\nu} \log \frac{P_c + P_{\text{энт}}}{P_{\text{энт}}} \leq C \leq F_{\nu} \log \frac{P_c + P_{\Pi}}{P_{\text{энт}}}. \quad (\text{III-19})$$

Обычно рекомендуется брать верхнюю границу, так как при большом отношении сигнала к шуму значение пропускной способности приближается к верхней границе.

Пропускная способность непрерывного канала обычно оценивается только при наличии помех. В случае, когда уровень шумов мал, основным видом помех будет шум квантования.

Как следует из (III-18), пропускная способность канала связи зависит от полосы частот передаваемого сигнала и отношения сигнала к шуму в канале. Примем, что ширина полосы пропускания канала связи равна величине F_{ν} или, по крайней мере, не меньше F_{ν} , т. е. всегда имеется возможность согласования сообщения и канала по полосе частот. Зависимость пропускной способности от отношения сигнала к шуму при малых отношениях $\frac{P_c}{P_{\Pi}}$ практически линейна, а при больших отношениях сигнала к шуму переходит в логарифмическую (рис. 83).

Из (III-18) следует, что с увеличением полосы частот канала пропускная способность неограниченно возрастает. На самом деле

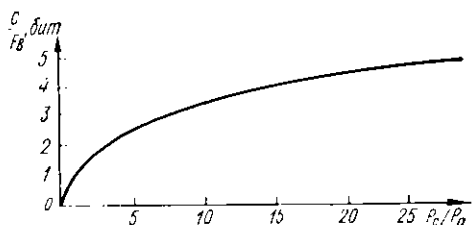


Рис. 83. Зависимость пропускной способности непрерывного канала от отношения сигнал/шум.

это не так, поскольку с увеличением $F_{\text{в}}$ возрастает мощность шума $P_{\text{ш}}$, в результате чего происходит уменьшение пропускной способности.

Если шумы равномерно распределены по спектру, то мощность помехи

$$P_{\text{ш}} = N_0 F_{\text{в}}, \quad (\text{III-20})$$

где N_0 — спектральная плотность мощности шума, и (III-18) преобразуется

$$C = F_{\text{в}} \log \left(1 + \frac{P_{\text{с}}}{N_0 F_{\text{в}}} \right). \quad (\text{III-21})$$

Обозначив отношение

$$\frac{N_0 F_{\text{в}}}{P_{\text{с}}} = \alpha, \quad (\text{III-22})$$

получим

$$C = F_{\text{в}} \log \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right) = \frac{P_{\text{с}}}{N_0} \alpha \log \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right),$$

откуда

$$C = \frac{P_{\text{с}}}{N_0} \log \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right)^{\alpha}. \quad (\text{III-23})$$

Предельное значение пропускной способности C находим, устремляя $F_{\text{в}}$, а следовательно, и α к бесконечности. Предел логарифмической функции существует и равен

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right)^{\alpha} = e. \quad (\text{III-24})$$

Следовательно, пропускная способность канала связи при неограниченном возрастании полосы пропускания будет стремиться к максимальному значению, равному

$$C_{\text{max}} = \frac{P_{\text{с}}}{N_0} \log_2 e \approx 1,44 \frac{P_{\text{с}}}{N_0}. \quad (\text{III-25})$$

Множитель $\frac{P_{\text{с}}}{N_0}$ можно рассматривать как некоторую полосу частот F_0 , при которой мощность шума равна мощности сигнала. Коэффициент α в этом случае определится: $\alpha = \frac{F_{\text{в}}}{F_0}$. Зависимость пропускной способности канала связи от величины α приведена на рис. 84. Из (III-23) получим соотношение

$$\frac{P_{\text{с}}}{CN_0} = \frac{1}{\log \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right)^{\alpha}}, \quad (\text{III-26})$$

которое позволяет установить связь между мощностью сигнала и полосой частот, если пропускная способность и спектральная плотность мощности шума постоянны. График зависимости $\frac{P_{\text{с}}}{CN_0}$ от α приведен на рис. 85. Из анализа (III-23), (III-26) и рис. 84, 85 следует, что при фиксированной спектральной плотности мощности шума возможно увеличение пропускной способности канала и скорости передачи информации при использовании широкополосных сигналов.

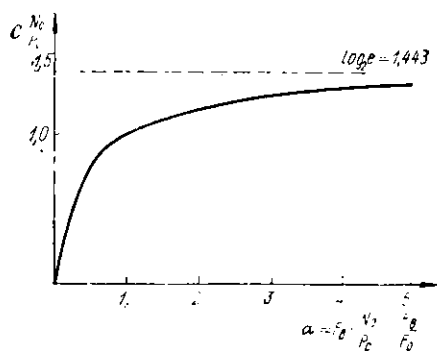


Рис. 84. Зависимость $\frac{C N_0}{P_c} = f(\alpha)$.

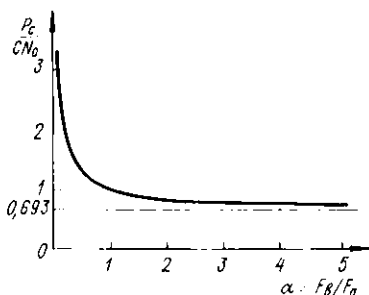


Рис. 85. Зависимость $\frac{P_c}{C N_0} = f(\alpha)$.

Наибольший рост пропускной способности наблюдается при $\alpha < 1$. При $\alpha > 1$ даже значительное расширение полосы частот не приводит к существенному увеличению пропускной способности.

Уменьшение мощности сигнала при расширении его спектра возможно без снижения пропускной способности канала (рис. 85). Как и в предыдущем случае, наиболее ощутимый эффект получается при $\alpha < 1$. Однако уменьшение мощности сигнала с одновременным расширением полосы частот не может быть беспредельным. Минимальное значение отношения $\frac{P_c}{N_0}$ на 1 бит в секунду равно $0,693 = \ln 2$.

Влияние распределения шумов по спектру на скорость передачи информации

Спектральная плотность мощности шума и сигнала обычно не постоянны в полосе частот канала. Определим скорость передачи информации для этого случая, полагая, что спектральная плотность мощности сигнала равна $S(f)$, а шума $N(f)$. На выходе канала мощности сигнала и помехи определяются соответственно:

$$P_c = \int_0^{F_u} S(f) df, \quad (\text{III-27})$$

$$P_n = \int_0^{F_n} N(f) df. \quad (\text{III-28})$$

Если значения сигнала и шума распределены по нормальному закону, то скорость передачи с учетом (III-7) определится [25]:

$$V = \int_0^{F_n} \log \frac{S(f) + N(f)}{N(f)} df. \quad (\text{III-29})$$

Если полоса частот канала ограничена другими значениями частот, например f_1 и f_2 , интегрирование необходимо производить в пределах полосы частот $f_2 - f_1$. Найдём вид функции $S(f)$, при которой скорость передачи максимальна.

Наибольшая скорость передачи информации при постоянной мощности сигнала определится максимизацией (III-29). Отыскание максимума производится методами вариационного исчисления и сводится к определению коэффициента λ , максимизирующего функционал

$$\int_0^{F_n} \left\{ \log \left[\frac{S(f) + N(f)}{N(f)} \right] + \lambda S(f) \right\} df. \quad (\text{III-30})$$

Из условия $\frac{\partial \left\{ \log \left[\frac{S(f) + N(f)}{N(f)} \right] + \lambda S(f) \right\}}{\partial S(f)} = 0$ определим величину $S(f)$.

Производная равна нулю, если

$$\frac{1}{S(f) + N(f)} + \lambda = 0, \quad (\text{III-31})$$

откуда следует, что максимальная скорость передачи информации будет обеспечена, если

$$S(f) + N(f) = -\frac{1}{\lambda}, \quad (\text{III-32})$$

т. е. если на всех частотах сумма спектральных плотностей мощности сигнала и шума будет одинаковой.

Из (III-27) определим λ :

$$P_c = \int_0^{F_n} S(f) df = \int_0^{F_n} \left[-\frac{1}{\lambda} - N(f) \right] df = - \left[\frac{1}{\lambda} \int_0^{F_n} df + \int_0^{F_n} N(f) df \right];$$

$$P_c = -\frac{1}{\lambda} F_n - P_n, \quad (\text{III-33})$$

$$\lambda = -\frac{F_n}{P_c + P_n}, \quad (\text{III-34})$$

а

$$S(f) = \frac{P_c + P_n}{F_n} - N(f). \quad (\text{III-35})$$

Полученный результат представлен на рис. 86.

Скорость передачи информации в этом случае определится по (III-29):

$$V = F_n \log \frac{P_c + P_n}{F_n} - \int_0^{F_n} \log N(f) df. \quad (\text{III-36})$$

Поскольку скорость передачи информации зависит от характера распределения шумов по спектру, определим, при каком распределении шумов потери информации будут наибольшими, а скорость передачи — наименьшей. При нахождении вида функции $N(f)$ будем считать, что мощность шума остается постоянной, а изменяется лишь вид

функции $N(f)$. Выполняется также условие (III-35), т. е. скорость передачи все время поддерживается максимальной.

Для решения поставленной задачи необходимо найти максимум второго слагаемого в (III-36), при дополнительном условии — (III-28). Из условия

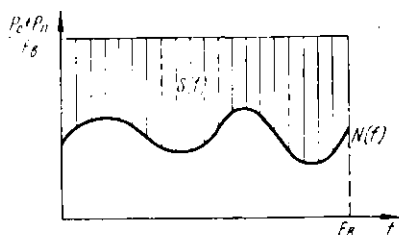


Рис. 86. К условию обеспечения максимальной скорости передачи информации.

$$\frac{d[\log N(f) + \lambda_1 V(f)]}{dN(f)} = 0$$

находим

$$\frac{1}{N(f)} + \lambda_1 = 0, \text{ т. е. } N(f) = -\frac{1}{\lambda_1}. \quad (\text{III-37})$$

Таким образом, наибольшее мешающее действие окажет помеха с равномерным распределением по спектру. Из условия (III-28) определим λ_1 :

$$P_n = \int_0^{F_n} -\frac{1}{\lambda_1} df = -\frac{1}{\lambda_1} F_n. \quad (\text{III-38})$$

Отсюда найдем

$$N(f) = \frac{P_n}{F_n}. \quad (\text{III-39})$$

Из (III-35) определим спектральную плотность мощности сигнала для данного случая

$$S(f) = \frac{P_c}{F_n}, \quad (\text{III-40})$$

которая также должна быть постоянной во всем диапазоне частот канала.

Скорость передачи информации при этом определится по (III-36) с учетом (III-39):

$$V = F_n \log \frac{P_c + P_n}{P_n} = F_n \log \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right), \quad (\text{III-41})$$

что совпадает с результатом, полученным ранее для белого шума (I-135).

2. СОГЛАСОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ СООБЩЕНИЙ С КАНАЛАМИ СВЯЗИ

Согласование комплексного датчика информации с каналом связи

Передача информации, вырабатываемой комплексным датчиком, будет осуществляться без потерь только в том случае, когда количество информации, получаемое от датчика в единицу времени, не будет превосходить пропускной способности канала связи. При

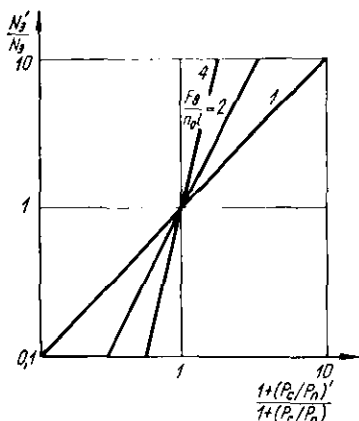


Рис. 87. Зависимость N'_3 от отношения сигнал/шум.

количестве отсчетов в единицу времени, равном n_0 , это условие с учетом (II-49) и (III-18)

$$n_0 l \log \frac{100}{\varepsilon_3} \leq F_n \log \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right). \quad (\text{III-42})$$

Минимальная полоса частот канала связи

$$F_{n \min} \geq n_0 l \frac{\log \frac{100}{\varepsilon_3}}{\log \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right)}.$$

Чем выше эквивалентный класс точности датчика, тем шире должна быть полоса частот канала связи и больше пропускная способность.

В случае равенства связь между эквивалентным классом точности и параметрами канала определится выражением

$$\varepsilon_{\text{экв}} = \frac{100}{\frac{F_n}{n_0 l} \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right)}. \quad (\text{III-43})$$

Из (III-43), в частности, следует, что при увеличении уровня помех в канале связи эквивалентный класс точности датчика уменьшается. Возможная точность передачи информации падает. Эквивалентное число делений комплексного датчика определяется при использовании (III-43) и (II-46):

$$N_3 = \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right)^{\frac{F_n}{n_0 l}}. \quad (\text{III-44})$$

Если отношение сигнал/шум изменится, эквивалентное число делений

$$N'_3 = \left[1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)' \right]^{\frac{F_n}{n_0 l}}, \quad (\text{III-45})$$

а относительное изменение определится отношением

$$\frac{N'_3}{N_3} = \left[\frac{1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)'}{1 + \frac{P_c}{P_n}} \right]^{\frac{F_n}{n_0 l}}. \quad (\text{III-46})$$

Полагая, что $\left(\frac{P_c}{P_n}\right)' = \left[\frac{P_c}{P_n} + \Delta\psi\right]$, окончательно получим

$$\frac{N'_3}{N_3} = \left[\frac{1 + \frac{P_c}{P_n} + \Delta\psi}{1 + \frac{P_c}{P_n}} \right]^{\frac{F_n}{n_0 I}} = \left[1 + \frac{\Delta\psi}{1 + \frac{P_c}{P_n}} \right]^{\frac{F_n}{n_0 I}}. \quad (\text{III-47})$$

График зависимости (III-46) приведен на рис 87.

В зависимости от величины $\frac{F_n}{n_0 I}$ небольшие изменения отношения сигнала к шуму могут вызвать значительное ухудшение эквивалентного класса точности комплексного датчика.

Преобразование статистических характеристик сообщений

Как следует из (III-7), скорость передачи информации по каналу связи может быть увеличена как за счет снижения уровня помех в канале, так и путем такого преобразования сообщений, при котором их информативность была бы максимальной. Такое преобразование сообщений сводится к изменению их статистических характеристик, таких как дифференциальный закон распределения для непрерывных сообщений или распределение вероятностей символов дискретных сообщений, с целью получения распределений, обладающих максимальной энтропией.

Пусть имеется непрерывное сообщение x , энтропия которого известна и равна $H(x)$, а функция плотности вероятности — $p(x)$.

Статистическое согласование такого сообщения с каналом будет состоять в преобразовании данного сообщения в другое y , функция распределения которого $q(y)$ была бы достаточно близкой к оптимальному распределению. Новое сообщение будет статистически согласовано с каналом связи. Такое согласование осуществляется с помощью нелинейных устройств, на вход которых подается исходное сообщение, а с выхода снимается преобразованное сообщение с новым законом распределения.

Требуемая характеристика преобразования определяется законами распределения исходного и преобразованного сообщений. При таком преобразовании сообщений, если характеристика нелинейного преобразователя однозначна, выполняется следующее соотношение:

$$q(y) dy = p(x) dx. \quad (\text{III-48})$$

Пусть неизвестная характеристика преобразования

$$y = \Phi(x) \quad (\text{III-49})$$

и ей соответствует обратная функция

$$x = \varphi(y). \quad (\text{III-50})$$

Тогда

$$dx = \varphi'(y) dy. \quad (\text{III-51})$$

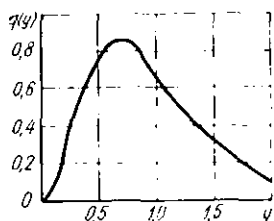


Рис. 88. График функции $q(y) = 2ye^{-y^2}$

Подставляя (III-50) и (III-51) в (III-48), получим

$$q(y) dy = p[\varphi(y)] \varphi'(y) dy$$

и окончательно

$$q(y) = p[\varphi(y)] \varphi'(y). \quad (\text{III-52})$$

Полученное выражение дает возможность определить закон распределения сообщений на выходе нелинейного преобразователя или по известному закону распределения $p(x)$ и требуемому $q(y)$ определить характеристику преобразования нелинейного устройства.

Пусть закон распределения исходных сообщений задан функцией плотности вероятности

$$p(x) = \begin{cases} e^{-x} & \text{при } x \geq 0 \\ 0 & \text{при } x < 0. \end{cases} \quad (\text{III-53})$$

Функция распределения сообщений на выходе нелинейного преобразователя должна приближаться к нормальному закону распределения. Потребуем, чтобы она имела вид функции, изображенной на рис. 88, и описывалась выражением

$$q(y) = 2ye^{-y^2}. \quad (\text{III-54})$$

Определим характеристику нелинейного преобразователя, взяв в качестве исходного (III-48) и подставив в него (III-53) и (III-54):

$$2ye^{-y^2} dy = e^{-x} dx. \quad (\text{III-55})$$

Интегрируя (III-55), получим $-e^{-y^2} = -e^{-x}$. Требуемая характеристика преобразователя будет иметь вид

$$y = \sqrt{x}. \quad (\text{III-56})$$

Сущность нелинейного преобразования поясняется графиками, приведенными на рис. 89, из которых видно, что функция распределения $p(x)$, значительно отличающаяся от нормального закона, может быть преобразована в функцию $q(y)$, приближающуюся к нормальному закону.

Переданные по каналу связи сообщения y затем преобразуются в сообщения x с помощью нелинейного преобразователя с обратной функцией преобразования.

Преобразование дискретных сообщений с целью наилучшего согласования их с каналом связи также сводится к замене исходных сообщений другими, в которых вероятности появления символов ближе к оптимальному распределению. Это приводит к увеличению скорости передачи информации и приближению ее к пропускной способности канала связи.

Характер необходимых преобразований становится понятным, если обратиться к (III-3).

Подставив в него значения H и τ_i , получим

$$V = \frac{-\sum_{i=1}^m p_i \log p_i}{\sum_{i=1}^m p_i \tau_i}. \quad (\text{III-57})$$

При наилучшем согласовании $V = C$ и на основании (III-57) можно записать

$$-\sum_{i=1}^m p_i \log p_i = C \sum_{i=1}^m p_i \tau_i. \quad (\text{III-58})$$

Выполнение этого условия возможно, когда слагаемые в левой и правой части (III-58) будут равны при всех i , т. е.

$$-p_i \log p_i = C p_i \tau_i \quad \text{или} \quad -\log p_i = \tau_i C. \quad (\text{III-59})$$

Таким образом, оптимальное согласование сообщения с каналом будет при выборе длительностей символов сообщения в соответствии с выражением

$$\tau_i = -\frac{\log p_i}{C} \quad (\text{III-60})$$

или в другой записи для случая, когда $C = \log \lambda_{\max}$,

$$p_i = \lambda_{\max}^{-\tau_i}. \quad (\text{III-61})$$

Из (III-60) следует, что длительности символов сообщения должны быть пропорциональны логарифму вероятности их появления, т. е. наиболее вероятные символы должны иметь наименьшую длительность, а наименее вероятные — большую длительность. Это правило можно отнести и к сообщениям, длительность которых должна быть пропорциональна логарифму их вероятности. Если символы данного сообщения не удовлетворяют условиям оптимального согласования, они могут быть при согласовании заменены другими символами в соответствии с условиями (III-60) или (III-61). Такая замена называется оптимальным кодированием.

Соотношения (III-60) и (III-61) лишь указывают направление для получения наилучшего согласования дискретного сигнала с каналом. Методов практической реализации оптимального кодирования, однако, они не указывают.

Оптимальные коды

Если источник вырабатывает сообщения, состоящие из фиксированного набора символов x с вероятностями появления $p(x_i)$, то при оптимальном кодировании они заменяются символами кода z или комбинациями символов кода так, чтобы количество информации

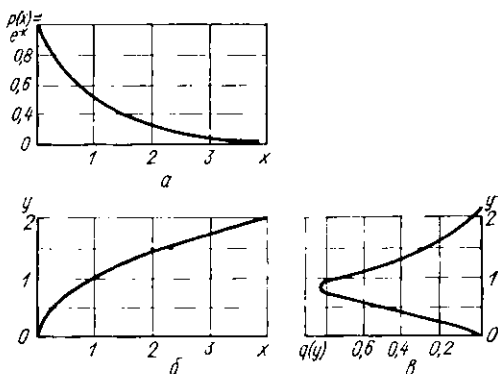


Рис. 89. К преобразованию закона распределения: a, b — исходное и результирующее распределения; δ — характеристика преобразователя.

Таблица 5

Буквы	Вероятности	Подгруппы	Кодовые комбинации
x_1	0.5	$\left. \begin{array}{l} 1 \end{array} \right\}$	1
x_2	0.25	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	01
x_3	0.125	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	001
x_4	0.125	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	000

на один символ кода было максимальным. Для случая, когда отсутствует статистическая связь между символами сообщения Шенноном и Фано разработана методика построения кода, близкого к оптимальному и дающего оптимальный результат в том случае, когда вероятности $p(x_i)$ выражаются отрицательными степенями двойки. В оптимальном коде, называемом *кодом Шеннона — Фано*, используются символы 0 или 1, т. е. оптимальный код является двоичным. Правило построения кода состоит в следующем:

1. Символы исходного сообщения (буквы) располагаются в порядке убывания их вероятности и разбиваются на две группы так, чтобы суммы вероятностей в группах были примерно одинаковы.

2. В качестве первого символа кода всем буквам, вошедшим в первую группу, приписывается единица, а буквам второй группы — нуль.

3. Каждая из полученных групп вновь разбивается на две подгруппы примерно с одинаковыми вероятностями.

4. Буквам первых подгрупп в качестве следующего символа кода приписывается единица, а к буквам второй подгруппы — нуль и т. д.

Разбиение на подгруппы производится до тех пор, пока в каждой подгруппе не останется по одной букве.

Процедура кодирования представлена на табл. 5 и 6, составленных для двух случаев.

Таблица 6

Буквы	Вероятности	Подгруппы	Кодовые комбинации
x_1	0.30	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 1 \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	11
x_2	0.25	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	10
x_3	0.20	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 1 \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	01
x_4	0.10	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	001
x_5	0.10	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	0001
x_6	0.05	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 0 \end{array} \right\} \end{array} \right\} \end{array} \right\}$	0000

Оценим эффективность метода Шеннона — Фано, определив энтропию полученного кода. Для этого определим вероятности появления символов кода

$$p(z_i) = \frac{\sum_j p(x_i) N_{x_i}^{z_i}}{\sum_j p(x_i) N_{x_i}}, \quad (\text{III-62})$$

где $N_{x_i}^{z_i}$ — число символов z_i в кодовой комбинации, соответствующей букве x_i ; N_{x_i} — общее число символов в этой комбинации. В коде Шеннона — Фано используются символы 1 или 0. Найдём вероятности их появления. Для случая, представленного в табл. 5,

$$p(1) = \frac{0,5 + 0,25 + 0,125}{0,5 + 0,25 + 2 + 0,125 + 3 + 0,125 + 3} = \frac{0,875}{1,75} = 0,5,$$

$$p(0) = \frac{0,25 + 2 + 0,125 + 3 + 0,125}{0,5 + 0,25 + 2 + 0,125 + 3 + 0,125 + 3} = \frac{0,875}{1,75} = 0,5,$$

что и следовало ожидать, так как $p(1) + p(0) = 1$.

Энтропия кода равняется $H = -0,5 \log_2 0,5 - 0,5 \log_2 0,5 = 1$ бит. Полученный результат свидетельствует о том, что вероятности появления символов кода одинаковы и энтропия кода максимальна. При одинаковой длительности символов длительность кодовых комбинаций, соответствующих буквам сообщения, будет $x_1 \rightarrow \tau$, $x_2 \rightarrow 2\tau$, $x_3 \rightarrow 3\tau$, $x_4 \rightarrow 3\tau$, что также соответствует критерию оптимальности (III-60).

Во втором случае (табл. 6)

$$p(1) = \frac{2 + 0,3 + 0,25 + 0,2 + 0,1 + 0,1}{2 + 0,3 + 2 + 0,25 + 2 + 0,2 + 3 + 0,1 + 4 + 0,1 + 4 + 0,05} = \frac{1,25}{2,4} = 0,52,$$

$$p(0) = 0,48.$$

Энтропия кода $H = 0,9988$ бит, а избыточность $D_{\text{отн}} = 1 - \frac{H}{H_{\text{max}}} = 0,0012$. И в этом случае полученный код близок к оптимальному.

Однако не во всех случаях удастся осуществить разбиение на группы примерно с одинаковыми вероятностями. В этом случае избыточность кода будет значительной. Для уменьшения избыточности в таких случаях производится группирование букв в блоки с последующим кодированием блоков. Например, имеется две буквы сообщения $p(x_1) = 0,7$, а $p(x_2) = 0,3$. При присвоении одной из букв символа 1, а второй — 0 энтропия полученного кода будет равна 0,88 бит. Из букв x_1 и x_2 могут быть образованы следующие блоки (табл. 7).

Энтропия полученного кода $H = 0,975$ бит, а избыточность $D_{\text{отн}} = 0,025$. При группировании букв в более длинные блоки удастся получить еще меньшую избыточность. При кодировании блоков большей длины возможно реализовать скорость передачи информации, сколь угодно близкую к пропускной способности канала связи.

Код Шеннона — Фано рассчитан на использование двонного алфавита. Хаффменом предложена методика, позволяющая построить

Таблица 7

Блоки	Вероятности	Подгруппы	Кодовые комбинации
$x_1 x_1$	0.49	$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{array} \right\} 1 \\ \left. \begin{array}{l} 0 \\ 0 \end{array} \right\} 0 \end{array} \right\} 1 \\ \left. \begin{array}{l} 0 \\ 0 \end{array} \right\} 0 \end{array} \right\} 0$	1
$x_1 x_2$	0.21		01
$x_2 x_1$	0.21		001
$x_2 x_2$	0.09		000

оптимальный код с минимальной избыточностью при любом основании кода m .

Правило построения кода заключается в следующем:

1. Символы сообщений (буквы) располагаются в порядке убывания вероятностей.

2. n_0 наименее вероятных букв объединяются в одну вспомогательную, вероятность которой определяется суммой вероятностей входящих в нее букв. Число n_0 определяется из условия $2 \leq n_0 \leq m$, так чтобы выполнялось соотношение

$$\frac{M - n_0}{m - 1} = j, \quad (\text{III-63})$$

где M — число символов сообщения; j — целое число.

3. В качестве последних символов кода, приписываемых буквам, вошедшим во вспомогательную букву, выбирается n_0 различных символов кода.

4. Оставшиеся буквы и вспомогательная буква располагаются в порядке убывания вероятностей.

Таблица 8

Буквы	Вероятности	Вспомогательные столбцы		Кодовые комбинации
x_1	0.25	0.25	$\begin{array}{l} \rightarrow 0.4 \quad 3 \\ 0.25 \quad \overline{2} \end{array} \rightarrow 1.0$	2
x_2	0.20	0.20	$0.20 \quad \overline{1}$	1
x_3	0.15	0.15	$0.15 \quad \overline{0}$	0
x_4	0.1	0.1	3	33
x_5	0.1	0.1	$\overline{2}$	32
x_6	0.1	0.1	$\overline{1}$	31
		$\rightarrow 0.1 \quad \overline{0}$		
x_7	0.05	$\overline{2}$		302
x_8	0.03	$\overline{1}$		301
x_9	0.02	$\overline{0}$		300

5. Составляется вторая вспомогательная буква, в которую входят m наименее вероятных букв. Вошедшим буквам присваиваются различные символы кода и т. д.

Образование вспомогательных букв производится до тех пор, пока не будет получена одна буква с вероятностью, равной единице. Образование кодовых комбинаций производится с учетом всех символов, приписанных буквам на всех этапах их объединения. Процедура кодирования представлена на табл. 8, составленной для основания кода $m = 4$.

Согласно (III-63), для данного случая $n_0 = 3$. Нетрудно заметить, что цифры младших разрядов кода определяются на первой стадии кодирования, а цифры старших разрядов — на последней.

Энтропия полученного кода $H = 1,97$ бит, т. е. мало отличается от $H_{\max} = \log_2 m = 2$ бит. $D_{\text{отн}} \approx 0,015$.

Табл. 9 иллюстрирует процедуру кодирования того же ансамбля двоичным кодом, $m = 2$.

Энтропия полученного кода $H \approx 0,99$ бит, что при $H_{\max} = 1$ бит дает избыточность $D_{\text{отн}} \approx 0,01$. Таким образом, полученный результат близок к оптимальному.

Анализ методик построения оптимальных кодов показывает, что во всех случаях более вероятным буквам соответствуют более короткие кодовые комбинации. При этом длина кодовых комбинаций оказывается различной. Нетрудно заметить, что, несмотря на различную длину комбинаций, установка разделительных символов между комбинациями не является необходимой, поскольку ни одна более короткая комбинация не совпадает с началом более длинной. Коды, в которых удовлетворяется это условие, называются префиксными. К их числу относятся коды Шеннона — Фано и Хаффмена.

Помехоустойчивое кодирование

Вследствие действия помех в канале связи полученные сообщения могут отличаться от переданных. Неправильный прием одного или нескольких двоичных символов называется *ошибкой*. В двоичных каналах ошибки представляют собой переходы одного символа в другой, т. е. переходы единицы в нуль или нуля в единицу. Тип ошибки обозначается « $1 \rightarrow 0$ » или « $0 \rightarrow 1$ ». Количество неправильно принятых символов в сообщении определяет *кратность ошибки*. Принято говорить об одиночных, двойных, тройных и т. д. ошибках, если искажению подвергались соответственно один, два, три и т. д. символов. Кратность ошибки не указывает на взаимное расположение неправильно принятых символов. Они могут быть разнесены, а могут располагаться рядом. Для частичной характеристики взаимного расположения искаженных символов используется понятие *пакета ошибок*, под которым понимают участок принятой комбинации, подвергшийся искажениям. Длина пакета ошибок определяется количеством символов между первым и последним ошибочно принятыми символами (включая эти символы) при условии, что количество следующих подряд внутри пакета правильно принятых элементов не превышает

некоторой заранее определенной величины. Из этого определения следует, что внутри пакета могут располагаться неискаженные символы или группы символов. Пакеты ошибок возникают под действием помех, имеющих длительность, превышающую длительность символа кода.

В реальных каналах ошибки возникают чаще, чем это допускается потребителями информации в автоматизированных системах обработки информации и управления. Поэтому повышение достоверности передачи информации является одной из важнейших задач. Одним из наиболее эффективных путей решения этой задачи является использование помехоустойчивого кодирования.

Идея помехоустойчивого кодирования заключается в том, чтобы сообщение, соответствующее принятой последовательности символов, даже после воздействия помех, предполагаемых в данном канале, оставалось ближе к переданному сообщению, чем к другим возможным сообщениям. При оптимальном кодировании этого сделать нельзя, потому что при наличии ошибок кодовые комбинации переходят в другие комбинации, используемые в данном канале, так как избыточность оптимального кода близка к нулю.

Помехоустойчивое кодирование осуществляется путем введения в кодовые комбинации дополнительных (избыточных) символов, предназначенных для обнаружения и исправления ошибок (или только обнаружения ошибок). В соответствии с этим помехоустойчивые коды делятся на *корректирующие* и *обнаруживающие*. Первые обнаруживают и исправляют ошибки, вторые — только обнаруживают их.

Необходимым условием построения помехоустойчивого кода является наличие избыточности. Возможность обнаружения ошибок при наличии избыточности обусловлена тем, что для передачи информации используются не все возможные комбинации в количестве $N = m^n$, а лишь некоторая их часть N_0 . При этом $N_0 < N$. Комбинации, используемые для передачи информации, называются разрешенными, остальные $N - N_0$ комбинаций являются запрещенными, их появление на выходе канала рассматривается как наличие ошибки, ибо они могут возникнуть только в результате искажения разрешенных комбинаций. Таким образом, все ошибки, приводящие к переходу разрешенных комбинаций в запрещенные, могут быть обнаружены. В то же время в канале возможны такие виды ошибок, при которых одна разрешенная комбинация переходит в другую. Ошибки такого вида данным кодом обнаруживаться не будут. В общем случае в результате ошибок разрешенная комбинация может перейти в любую из возможных в данном коде, т. е. общее число возможных ошибок определится произведением NN_0 . Из этого числа ошибок будет обнаружено $N_0(N - N_0)$. Отношение числа обнаруженных ошибок к общему числу возможных ошибок называют коэффициентом обнаружения кода:

$$K_{обн} = \frac{N_0(N - N_0)}{NN_0} = 1 - \frac{N_0}{N}. \quad (\text{III-64})$$

Рассмотрим возможность исправления ошибок при использовании кода с избыточностью. Для обеспечения корректирующей способности кода множество возможных кодовых комбинаций N разбивается

на N_0 непересекающихся подмножеств (по числу разрешенных комбинаций). Каждое из полученных подмножеств приписывается к одной из разрешенных комбинаций. Если принятая комбинация A входит в подмножество N_{oi} , то считается, что была передана комбинация A_i . При этом исправляются ошибки, которые не переводят переданную комбинацию A_i в другие подмножества. Ошибка будет исправлена в $N - N_0$ случаях, тогда как общее число ошибок будет как и ранее NN_0 . Отношение числа исправляемых ошибок к числу обнаруживаемых определится

$$\frac{N - N_0}{N_0(N - N_0)} = \frac{1}{N_0}, \quad (\text{III-65})$$

относительная избыточность

$$D_{\text{отн}} = 1 - \frac{\log N_0}{\log N}. \quad (\text{III-66})$$

Способ разбиения на подмножества определяется видом ошибок, которые должны исправляться кодом. Следует отметить, что наиболее вероятными ошибками являются ошибки малой кратности. Поэтому обнаруживать и исправлять необходимо в первую очередь именно эти ошибки.

При независимых ошибках наиболее вероятным является переход в кодовую комбинацию, отличающуюся от переданной наименьшим числом символов. Степень отличия кодовых комбинаций друг от друга характеризуется кодовым расстоянием d , определяемым количеством символов, в которых две кодовые комбинации отличаются друг от друга. Кодовое расстояние может принимать значения от 1 до n , где n — длина кодовой комбинации. Кодовое расстояние можно определить, вычислив сумму двух комбинаций по модулю 2 и подсчитав число единиц в этой сумме. Например, кодовое расстояние между комбинациями 00010100 и 10101111 определится

$$\begin{array}{r} 00\ 010\ 100 \\ \oplus \quad 10\ 101\ 111 \\ \hline 10\ 111\ 011, \quad d = 6. \end{array}$$

Если $d = 1$, то все комбинации кода являются разрешенными. Обнаружение и исправление ошибок невозможно. При $d = 2$ одиночные ошибки переводят разрешенные комбинации в запрещенные, поэтому такой код может обнаруживать все одиночные ошибки, а также ошибки нечетной кратности. Ошибки четной кратности таким кодом не обнаруживаются.

Если необходимо обнаруживать ошибки кратности r , то минимальное кодовое расстояние между комбинациями кода должно быть хотя бы на единицу больше кратности ошибки:

$$d_{\min} \geq r + 1, \quad (\text{III-67})$$

а для исправления ошибок той же кратности

$$d_{\min} \geq 2r + 1. \quad (\text{III-68})$$

Корректирующая способность кода обеспечивается введением дополнительных проверочных символов. Если количество этих симво-

лов k , то общая длина кодовой комбинации будет $n = n_0 + k$, где n_0 — число информационных символов.

При двоичном кодировании число разрешенных комбинаций

$$N_0 = 2^{n_0} \quad (\text{III-69})$$

при общем числе возможных комбинаций

$$N = 2^n = 2^{n_0+k}. \quad (\text{III-70})$$

Определим количество проверочных символов k , необходимых для исправления ошибок с кратностью, меньшей или равной r . Количество возможных однократных ошибок в комбинации длиной n равняется C_n^1 , где C_n^1 — число сочетаний из n по 1, количество двукратных ошибок — C_n^2 и т. д., а количество ошибок с кратностью r равно C_n^r . Их общее количество равняется $\sum_{i=1}^r C_n^i$. Все эти ошибки должны быть исправ-

лены корректирующим кодом. Кроме того, должен распознаваться случай, когда ошибки нет. Таким образом, подмножество N_{oi} , соответствующее одной переданной комбинации, должно включать как минимум $1 + \sum_{i=1}^r C_n^i$ комбинаций, из которых одна будет разрешенной.

Общее число комбинаций N определится как сумма комбинаций, входящих в подмножества N_{oi} , т. е.

$$N = \sum_{i=1}^{2^{n_0}} N_{oi}. \quad (\text{III-71})$$

С учетом вышесказанного

$$N_{oi} = 1 + \sum_{i=1}^r C_n^i, \quad (\text{III-72})$$

что позволяет определить N :

$$N = N_0 \left(1 + \sum_{i=1}^r C_n^i \right) = 2^{n_0} \left(1 + \sum_{i=1}^r C_n^i \right). \quad (\text{III-73})$$

Учитывая (III-70), получим

$$2^k = \left(1 + \sum_{i=1}^r C_n^i \right), \quad (\text{III-74})$$

откуда находим зависимость числа проверочных символов от максимальной кратности ошибки:

$$k = \log_2 \left[1 + \sum_{i=1}^r C_n^i \right]. \quad (\text{III-75})$$

Для ошибок с кратностью, равной 1,

$$k = \log_2 (n + 1) = \log_2 (n_0 + k + 1). \quad (\text{III-76})$$

Из (III-73) следует вывод: если число возможных кодовых комбинаций $N = 2^n$ и требуется исправлять ошибки с кратностью r и

d	Число проверочных элементов k
1	0
2	1
3	$\geq \log_2 (n + 1)$
4	$\geq \log_2 (2n)$
5	$> \log_2 \left[1 + n + \frac{n(n-1)}{2} \right]$
6	$\geq \log_2 [2n + (n-1)(n-2)]$
7	$\geq \log_2 \left[1 + n + \frac{n(n-1)}{2} + \frac{1}{6} n(n-1)(n-2) \right]$

Примечание: k и n могут принимать значения только целых чисел.

ниже, число разрешенных комбинаций N_0 не может превышать некоторой определенной величины:

$$N_0 \leq \frac{N}{1 + \sum_{i=1}^r C_n^i} = \frac{2^n}{1 + \sum_{i=1}^r C_n^i}. \quad (\text{III-77})$$

Выражение (III - 77), таким образом, определяет максимальное число кодовых комбинаций, имеющих кодовое расстояние не менее чем $2r + 1$. Его можно также использовать при определении количества проверочных символов, необходимых для обнаружения ошибок соответствующей кратности. В этом случае необходимо учесть различие в требуемом кодовом расстоянии, определяемом согласно (III-67), и, пользуясь (III-73), (III-75) и (III-77), определить требуемую величину k .

В табл. 10 приведены выражения, позволяющие определить минимально необходимое число контрольных символов k в кодовой комбинации избыточного кода длиной n , при котором не менее чем N_0 комбинаций будут характеризоваться кодовым расстоянием d . Избыточный код с найденным числом контрольных символов будет обнаруживать ошибки с максимальной кратностью $r = d - 1$.

Обнаруживающие и корректирующие коды

В настоящее время существует ряд разновидностей помехоустойчивых кодов, обеспечивающих высокую достоверность при малой величине избыточности и простоте технической реализации кодирующих и декодирующих устройств. Достаточно полная классификация помехоустойчивых кодов приведена в монографии А. А. Харкевича «Борьба с помехами». Классификационная таблица представлена на рис. 90.

Блочными кодами называются такие коды, в которых каждому сообщению ставится в соответствие блок из n символов. Блочный код называется равномерным, если число символов постоянно для всех сообщений. В противном случае код считается неравномерным.

Непрерывные коды характеризуются тем, что введение избыточности в последовательность входных символов осуществляется без разбивки ее на отдельные блоки. Процессы кодирования и декодирования в непрерывных кодах носят также непрерывный характер.

Блочные коды называются разделимыми, если проверочные символы в них размещаются на заранее известных позициях кодового слова. Такие коды иногда обозначают буквами (n, n_0) , где n — длина блока, а n_0 — число информационных символов в блоке. Благодаря простоте выделения информационной части блочные разделимые коды получили наибольшее распространение. В неразделимых кодах разделение информационной и проверочной части невозможно, что затрудняет декодирование, особенно при необходимости исправления ошибок. К таким кодам относятся коды с постоянным весом и некоторые другие.

Разделимые коды делятся на систематические и несистематические. Систематические коды характеризуются тем, что сумма по модулю 2 двух разрешенных комбинаций дает комбинацию того же кода.

Процессы кодирования и декодирования в систематических кодах сводятся к подсчету сумм по модулю 2 информационных и проверочных символов в различных сочетаниях.

Несистематические коды, к числу которых относятся коды с суммированием, указанным выше свойством не обладают. Метод построения таких кодов состоит в том, что проверочные символы определяются как результат суммирования символов, входящих в кодовую комбинацию или ее часть.

Разновидностью систематических кодов являются циклические коды, характеризующиеся тем, что циклическая перестановка всех символов одной комбинации дает другую комбинацию, принадлежащую этому же коду.

Принципиально все перечисленные коды могут быть использованы как для обнаружения, так и для исправления ошибок. Однако отмеченные выше удобства построения кодирующих и декодирующих устройств определили преимущественное применение лишь некоторых из них, которые рассмотрим подробнее.

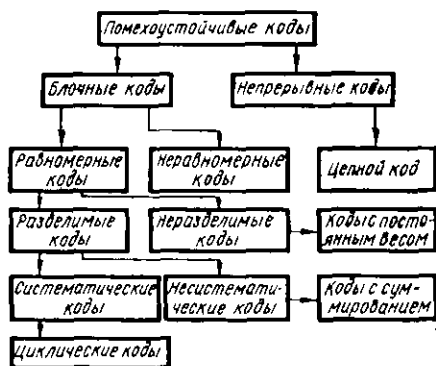


Рис. 90. Классификация помехоустойчивых кодов.

Простейшим кодом, позволяющим обнаруживать ошибки, является код с четным числом единиц. В каждой комбинации такого кода помимо информационных символов содержится один контрольный символ, выбираемый таким образом, чтобы сумма единиц в кодовой комбинации всегда была четной. Определение контрольного символа сводится к вычислению суммы всех информационных символов по модулю 2

$$x_k = \sum_{i=1}^{n_0} x_{i \bmod 2} \quad (\text{III-78})$$

Обнаружение ошибок при декодировании производится путем проверки принятых комбинаций на четность. Нарушение четности произойдет при появлении ошибок нечетной кратности. Это позволяет обнаружить такие ошибки при проверке. Появление четных ошибок не приводит к изменению четности, поэтому такие ошибки не обнаруживаются. Проверка на четность сводится к определению суммы всех символов кодовой комбинации по модулю 2

$$\sum_{i=1}^n x_{i \bmod 2} \quad (\text{III-79})$$

Нулевой результат суммирования свидетельствует об отсутствии ошибок нечетной кратности.

Если же результатом проверки на четность является единица, то это свидетельствует о наличии в принятой комбинации искаженных символов. При построении кода с четным числом единиц контрольный символ обычно располагают в конце кодовой комбинации. Принцип образования кодовых комбинаций такого кода показан в табл. 11.

Аналогичными обнаруживающими свойствами обладает код с нечетным числом единиц, в котором выбор контрольного символа производится из условий обеспечения нечетности числа единиц в кодовой комбинации.

При использовании кода с четным числом единиц возможно появление кодовой комбинации, состоящей из одних нулей, которые часто представляются в канале паузами — отсутствием электрического сигнала. Такое явление невозможно, если применяется код с нечетным числом единиц, так как кодовая комбинация такого кода всегда содержит хотя бы одну единицу, обычно представляемую в канале электрическим импульсом. Это свойство кода с нечетным числом единиц часто используется. Например, при передаче информации параллельным кодом путем суммирования всех символов кода с нечетным числом единиц можно сформировать сигнал синхронизации. Это свойство кода с нечетным числом единиц используется при записи цифровой информации на магнитные ленты и последующем считывании.

Следует отметить, что проверки на четность или нечетность широко используются также в устройствах контроля машинных документов (перфолент, перфокарт, магнитных носителей).

Преимуществом рассмотренных кодов является простота кодирующих и декодирующих устройств, малая избыточность. К недостаткам

следует отнести малую обнаруживающую способность. Коэффициент обнаружения $K_{обн} = 0,5$.

Схема кодирующего устройства, формирующего шестиразрядный код с четным числом единиц, приведена на рис. 91, а. Подлежащая передаче пятиразрядная кодовая комбинация $x_1x_2x_3x_4x_5$ заносится в регистр, состоящий из триггеров $Tz1 \div Tz5$, которые предварительно импульсом $T_{сбр}$ устанавливаются в нулевое состояние $Q_1 \div Q_5 = 0$. Формирование кода производится за шесть тактов, отмечаемых импульсами T_n . Тактовые импульсы последовательно поступают на входы схем $И1 \div И5$ и проходят на их выходы в том случае, если на вторые входы схем $И$ подан разрешающий сигнал 1 с выходов соответствующих триггеров регистра. Этот сигнал формируется на выходах триггеров тех разрядов регистра, в которые занесены единицы. Количество тактовых импульсов, прошедших на вход схемы $ИЛИ1$ и далее на вход счетного триггера $Tz6$, будет равно числу единиц в передаваемой кодовой комбинации.

При четном числе импульсов, поступивших на вход триггера $Tz6$ в течение пяти первых тактов (четное число единиц в передаваемой комбинации), последний к началу шестого такта будет находиться в состоянии 0 ($Q_6 = 0$). Импульс шестого такта на выход схемы $И6$ не пройдет. Если число единиц в передаваемой комбинации будет нечетным, триггер $Tz6$ к началу шестого такта будет находиться в состоянии 1 ($Q_6 = 1$) и на выходе схемы $И6$ в шестом такте появится импульс. Выходные сигналы схем $И1 \div И6$ последовательно во времени через схему $ИЛИ2$ подаются на выход кодирующего устройства, где формируется последовательный шестиразрядный код с четным числом единиц. Единицы кода представляются импульсами, нули — паузами в соответствующих тактах.

Обнаружение ошибок при приеме производится с помощью схем контроля, подсчитывающих число единиц в принятой кодовой комбинации, рис. 91, б. Определение четности или нечетности производится с помощью счетного триггера Tz , управляющего выдачей кода

Таблица 11

Исходный код	Контрольный символ	Результатирующий код
10111	0	101110
11111	1	111111
10011	1	100111

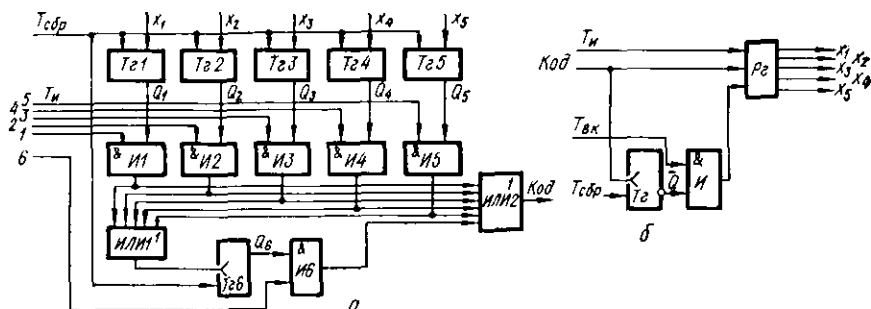


Рис. 91. Формирование и прием комбинаций кода с четным числом единиц.

Таблица 12

Исходный код	Дополняющая комбинация	Результирующий код
101011	101011	101011101011
111011	000100	111011000100
100011	011100	100011011100

из регистра P_2 . Код записывается в регистр в течение шести тактов передачи, в это же время триггер T_2 считает число импульсов, поступивших из канала связи. В зависимости от состояния T_2 по истечении шести тактов импульс выдачи кода $T_{вк}$ проходит (если

$\bar{Q} = 1$, четность не нарушена) или не проходит (если $\bar{Q} = 0$, четность нарушена) через схему H на регистр P_2 .

Таким образом, при отсутствии ошибок происходит выдача кода из регистра, а при обнаружении ошибки на выдачу кода накладывается запрет. К приходу следующей кодовой комбинации триггер T_2 устанавливается в исходное состояние $Q = 0$ с помощью импульса $T_{сбл.}$.

Лучшими обнаруживающими свойствами обладает *инверсный код*, в котором исходная кодовая комбинация дополняется другой, зависящей от четности или нечетности исходной комбинации. Если число единиц в исходной комбинации четно — дополняющая комбинация тождественна исходной. Если число единиц в исходной комбинации нечетно — дополняющая комбинация представляет инверсию по отношению к исходной. В обоих случаях обеспечивается четность всей кодовой комбинации. При декодировании производится сравнение принятых информационных и контрольных символов, роль которых выполняют символы дополняющей комбинации. Если количество единиц в принятых информационных символах четное, то соответствующие друг другу информационные и контрольные символы суммируются по модулю 2. Если же количество единиц нечетное, суммирование производится с инвертированными контрольными символами. Ошибка обнаруживается, если хотя бы одна из проверок оказывается нечетной. При $n_0 \geq 5$ наименьшая кратность необнаруживаемой ошибки равна 4. Причем не обнаруживаются только такие четырехкратные ошибки, при которых одновременно искажаются информационные и контрольные символы, стоящие на одинаковых позициях в исходной и дополняющей комбинациях. Вероятность обнаружения ошибок четвертой кратности достаточно точно определяет полную вероятность необнаружения ошибки и равна

$$p_0 \approx p_{04} = C_{n_0}^2 p^4 (1 - p)^{2n_0 - 4}, \quad (\text{III-80})$$

где p — вероятность искажения одного символа.

Образование кодовых комбинаций инверсного кода представлено в табл. 12.

Инверсный код обладает высокой обнаруживающей способностью, которая достигается за счет большой избыточности, составляющей 50%.

Групповые коды с проверкой на четность. Недостатком кода с четным числом единиц является необнаружение четных групповых оши-

бок. Этого недостатка лишены коды с проверкой на четность, где комбинации разбиваются на части, из которых формируется матрица, состоящая из некоторого числа строк и столбцов. Строки образуются последовательно, по мере поступления символов исходного кода. Затем производится проверка на четность столбцов образованной матрицы и определяются контрольные символы x_{ki} :

$$\begin{array}{cccccc} x_{11} & x_{12} & x_{13} & \dots & x_{1m} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} & \dots & x_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & x_{n3} & \dots & x_{nm} \\ \hline x_{k1} & x_{k2} & x_{k3} & \dots & x_{km} \end{array}$$

Контрольные символы x_{ki} представляют собой сумму по модулю 2 информационных символов, расположенных в одном столбце, т. е.

$$x_{ki} = \sum_{j=1}^n x_{ji} \bmod 2. \quad (\text{III-81})$$

При групповой ошибке длиной не более m в каждую проверку при приеме будет входить не более одного искаженного символа, т. е. такие ошибки будут обнаружены. Необнаруженными оказываются лишь такие ошибки, при которых искажено четное число символов в столбце. С учетом таких двукратных и четырехкратных ошибок вероятность необнаруженной ошибки определится

$$p_0 = mC_{n+1}^2 p^2 (1-p)^{m(n+1)-2} + (mC_{n+1}^4 + C_m^2 C_{n+1}^2) p^4 (1-p)^{m(n+1)-4}. \quad (\text{III-82})$$

Для повышения обнаруживающей способности кода проверка на четность может быть проведена одновременно по столбцам и строкам или столбцам и диагоналям. Если проверка производится по строкам и столбцам, код называют матричным. В этом случае проверочные символы располагаются и определяются следующим образом:

$$\begin{array}{cccccc|l} x_{11} & x_{12} & x_{13} & \dots & x_{1m} & y_{1k} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} & \dots & x_{2m} & y_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & x_{n3} & \dots & x_{nm} & y_{nk} \\ \hline x_{k1} & x_{k2} & x_{k3} & \dots & x_{km} & \end{array} \quad \begin{array}{l} x_{ki} = \sum_{j=1}^n x_{ji} \bmod 2, \\ y_{lk} = \sum_{j=1}^m x_{lj} \bmod 2. \end{array}$$

В этом случае не обнаруживаются только ошибки четной кратности с кратностью 4, 8, 16 и т. д., при которых происходит искажение символов, с попарно одинаковыми индексами строк и столбцов, например x_{il} , x_{jm} , x_{nl} , x_{nm} .

Вероятность ошибки при использовании матричного кода с учетом только четырехкратных ошибок равна

$$p_0 = C_m^2 C_{n+1}^2 p^4 (1-p)^{(m+1)(n+1)-4}. \quad (\text{III-83})$$

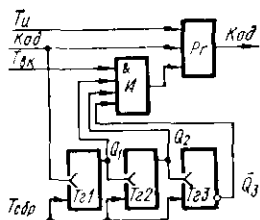


Рис. 92. Определение веса комбинаций кода «3 из 7».

Наименьшая избыточность кода получается в том случае, когда образуемая матрица является квадратной. Однако при этом возрастает p_0 из-за увеличения произведения $C_{m+1}^2 C_{n+1}^2$.

Дальнейшее снижение числа необнаруживаемых ошибок может быть достигнуто введением дополнительных диагональных проверок.

Недостатком такого кода является необходимость внесения задержки в передачу информации на время, необходимое для формирования матрицы.

Коды с постоянным весом. Весом кодовых комбинаций называют количество единиц, содержащихся в этих комбинациях. Если число единиц во всех комбинациях кода будет постоянным, то такой код будет кодом с постоянным весом. Коды с постоянным весом относятся к классу блочных неразделимых кодов, поскольку здесь невозможно выделить информационные и проверочные символы. Из числа таких кодов наибольшее распространение получили коды «2 из 5» и «3 из 7», хотя возможны и другие варианты кода. Первая цифра в названии кода указывает число единиц, вторая — общее число символов в комбинации. Разрешенными комбинациями кода «3 из 7» являются такие, которые содержат три единицы независимо от их места в комбинации, например 1110000 и 0000111 и др. Обнаружение ошибок в принятых комбинациях сводится к определению их веса. Если вес отличается от заданного, считается, что произошла ошибка. Код обнаруживает все ошибки нечетной кратности и часть ошибок четной кратности. Не обнаруживаются лишь ошибки, при которых несколько единиц превращается в нули и столько же нулей в единицы. Эти ошибки называются ошибками смещения. Код с постоянным весом целесообразно применять в асимметричных каналах, характеризующихся преобладанием определенных типов ошибок, например «1 → 0». Вероятность ошибки для кода «3 и 7» приближенно определяется по формуле

$$p_0 \approx 12p^2(1-p)^5. \quad (\text{III-84})$$

В коде «3 и 7» из 128 возможных комбинаций разрешенными являются только 35. Относительная избыточность составляет $D_{\text{отн}} \approx 0,28$.

Схема устройства для определения веса принятых кодовых комбинаций кода «3 из 7» приведена на рис. 92. В состав устройства входит регистр P_2 , трехразрядный счетчик, выполненный на счетных триггерах $Tz1 \div Tz3$, и дешифратор на четырехвыходовой логической схеме D . Определение веса производится путем подсчета единиц в кодовой комбинации в течение семи тактов. За семь тактов, отмечаемых тактовыми импульсами T_n , происходит занесение кода в регистр. Одновременно импульсы, отображающие единицы кода, подаются на вход трехразрядного счетчика, предварительно установленного в нуль импульсом $T_{сбр}$. Состояние триггеров счетчика по истечении семи тактов определится числом единиц в кодовой комбинации. Если число

единиц равно трем, т. е. вес принятой комбинации равен весу кода, состояния триггеров счетчика будут соответственно $Q_1 = 1$, $Q_2 = 1$, $\bar{Q}_3 = 1$. При таком сочетании сигналов на входе схемы $И$ импульс выдачи кода $T_{ик}$ пройдет через схемы $И$ на P_2 и на выходе устройства будет сформирован код, соответствующий принятой комбинации. При любом другом числе единиц в кодовой комбинации импульс выдачи кода не пройдет на выход схемы $И$, поскольку она будет заперта по одному из входов. Например, при весе, равном 2, запрещающим будет сигнал $Q_1 = 0$, а при весе 4 — сигнал $\bar{Q}_3 = 0$. Таким образом, ошибки, приводящие к нарушению веса кодовых комбинаций, фиксируются приведенной схемой, которая накладывает запрет на выдачу искаженных кодовых комбинаций из регистра.

К приходу следующей комбинации триггеры счетчика вновь устанавливаются в исходное состояние.

Циклические коды. Циклические коды характеризуются тем, что при циклической перестановке всех символов кодовой комбинации данного кода образуется другая кодовая комбинация этого же кода, т. е. если комбинация $x_n x_{n-1} \dots x_3 x_2 x_1$ есть комбинация циклического кода, то $x_{n-1} x_{n-2} \dots x_2 x_1 x_n$ — тоже комбинация этого кода. При рассмотрении циклических кодов двоичные числа представляют в виде многочлена, степень которого равна $n - 1$, где n — длина кодовой комбинации. Показатели степени у переменной соответствуют номерам разрядов, коэффициенты перед соответствующими членами определяются цифрами кода в данных разрядах. Например, комбинация 1001111 будет представлена многочленом $1x^6 + 0x^5 + 0x^4 + 1x^3 + 1x^2 + 1x^1 + 1x^0 = x^6 + x^3 + x^2 + 1$. При таком представлении действия над кодовыми комбинациями сводятся к действиям над многочленами, причем эти действия производятся в соответствии с действиями обычной алгебры за исключением того, что приведение подобных членов осуществляется по модулю 2. Обнаружение ошибок при помощи циклического кода обеспечивается тем, что в качестве разрешенных комбинаций выбираются такие, которые делятся без остатка на некоторый заранее выбранный полином $G(x)$. Если принятая комбинация содержит искаженные символы, то деление на полином $G(x)$ осуществляется с остатком. При этом формируется сигнал, свидетельствующий об ошибке. Полином $G(x)$ называется образующим.

Построение комбинаций циклического кода возможно путем умножения исходной кодовой комбинации $A(x)$ на образующий полином $G(x)$ с приведением подобных членов по модулю 2. Если старшая степень произведения не превышает $n - 1$, то полученный полином будет представлять кодовую комбинацию циклического кода. Если старшая степень произведения больше или равна n , то полином произведения делится на заранее выбранный полином степени n и результатом умножения считается полученный остаток от деления. Таким образом, все полиномы, отображающие комбинации циклического кода, будут иметь степень ниже n .

В качестве полинома n -й степени, на который осуществляется деление, берется полином $x^n + 1$. При таком формировании кодовых

комбинаций позиции информационных и контрольных символов заранее определить нельзя.

Другой способ кодирования заключается в том, что комбинация $A(x)$ умножается на x^k , где k — число проверочных (контрольных) символов. При этом длина кодовой комбинации возрастает на k разрядов, в которые записываются контрольные символы. Произведение $A(x)x^k$ делится на образующий полином. Результат деления состоит из целого числа и остатка $R(x)$. Полученный таким образом остаток суммируется по модулю 2 с полиномом $A(x)x^k$ и образуется комбинация циклического кода, которая делится без остатка на образующий полином. Действительно,

$$A(x)x^k = D(x)G(x) \oplus R(x), \quad (\text{III-85})$$

где $D(x)$ — целое число, $\oplus$ обозначает сложение по модулю 2. Поскольку сложение и вычитание по модулю 2 дают одинаковый результат, то

$$A(x)x^k \oplus R(x) = D(x)G(x), \quad (\text{III-86})$$

т. е. образованный таким образом полином делится на образующий полином без остатка. Поскольку степень остатка $R(x)$ не превышает $k - 1$, то остаток замещает нули в комбинации $A(x)x^k$ в разрядах, отведенных для контрольных символов. В качестве примера рассмотрим образование комбинаций семиэлементного циклического кода $n = 7$, $n_0 = 4$, $k = 3$, в котором применен образующий полином $G(x) = x^3 + x + 1$. Необходимо закодировать комбинацию исходного кода $A(x) = x^3 + x^2 + 1 = 1101$. Умножение на x^3 равносильно сдвигу влево на 3 разряда, $A(x)x^3 = 1101000 = x^6 + x^5 + x^3$.

Определим остаток, разделив $A(x)x^3$ на $G(x)$:

$$\begin{array}{r} x^6 + x^5 + x^3 \big| x^3 + x + 1 \\ \underline{x^6 + x^4 + x^3} \\ x^5 + x^3 + x^2 \\ \underline{x^5 + x^3 + x^2} \\ x^4 + x^3 + x^2 \\ \underline{x^4 + x^2 + x} \\ x^3 + x \\ \underline{x^3 + x + 1} \\ R(x) = 1 \end{array} \quad \text{или} \quad \begin{array}{r} 1101000 \big| 1011 \\ \underline{1011} \\ 1100 \\ \underline{1011} \\ 1110 \\ \underline{1011} \\ 1010 \\ \underline{1011} \\ R = 1 \end{array} \quad (\text{III-87})$$

Окончательно получим комбинацию циклического кода $A_n(x) = 1101001$.

В образованном по такому принципу коде информационные символы всегда находятся в старших разрядах, а проверочные в k — младших разрядах.

Принятое сообщение можно представить в виде суммы двух слагаемых: полинома $A_n(x)$ и полинома ошибки $Q(x)$. Суммарный полином подвергается делению на образующий полином $G(x)$. Ошибка обнаружена не будет, если полином ошибки делится без остатка на

образующий полином. Вероятность необнаружения ошибки в значительной степени определяется выбором образующего полинома.

При выборе образующего полинома необходимо учесть:

1. Циклический код обнаруживает все единичные ошибки, если образующий полином содержит более одного члена. Циклический код с $G(x) = x + 1$ обнаруживает все одиночные ошибки и ошибки нечетной кратности.

2. Циклический код с образующим полиномом $G(x)$ обнаруживает все одиночные и двойные ошибки, если длина кодовой комбинации n не превышает длины цикла l этого многочлена. Под длиной цикла полинома $G(x)$ понимают минимальное число l , при котором полином $x^l + 1$ делится на полином $G(x)$ без остатка. Таким образом, при выбранном полиноме $G(x)$ степени k и длине цикла l число информационных символов n_0 не должно быть больше, чем $l - k$. Для полинома $G(x) = x^3 + x + 1$ длина цикла $l = 7$.

3. Циклический код с образующим полиномом $G'(x) = (1 + x) G(x)$ обнаруживает все одиночные двойные и тройные ошибки, если $n \leq l$.

4. Циклический код с образующим полиномом $G(x)$ степени k обнаруживает все групповые ошибки длительностью в k символов и менее.

Большим преимуществом циклических кодов является простота построения кодирующих и декодирующих устройств, которые по своей структуре представляют сдвиговые регистры с обратными связями. Построение кодирующих устройств циклических кодов на базе регистров производится в соответствии с выбранным образующим полиномом. Число разрядов регистра выбирается равным степени образующего полинома. Обратная связь осуществляется с выхода регистра

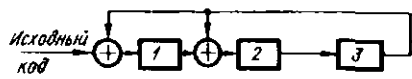


Рис. 93. Устройство кодирования циклического кода.

Таблица 13

Номер такта	Вход	Состояние ячеек регистра		
		1	2	3
1	1	1	0	0
2	1	1	1	0
3	0	0	1	1
4	1	0	1	1*
5	0	1	1	1**
6	0	1	0	1***
7	0	1	0	0*

на некоторые разряды через сумматоры, число которых выбирается на единицу меньше количества ненулевых членов образующего полинома. Сумматоры устанавливаются на входах тех разрядов регистра, которым соответствуют ненулевые члены образующего полинома. Сигнал обратной связи подается на один из входов сумматора. На второй вход подается сигнал с выхода предыдущей ячейки регистра. Если теперь на вход регистра подавать комбинацию $A(x)x^k$, то через n тактов на выходе регистра образуется остаток, который должен быть добавлен к комбинации $A(x)x^k$. Определение

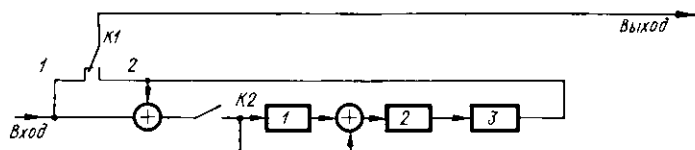


Рис. 94. Устройство кодирования циклического кода.

остатка при кодировании комбинации $A(x) = x^3 + x^2 + 1$ иллюстрируется рис. 93.

Нетрудно видеть из (III-87) и табл. 13, что состояния ячеек регистра все время фиксируют остатки, образующиеся в процессе деления комбинации $A(x)x^k$ на образующий полином. Соответствующие строки в таблице отмечены звездочками. Полученный результат полностью совпадает с (III-87). Подобные регистры могут быть использованы и при построении декодирующих устройств, там они осуществляют деление принятой кодовой комбинации на образующий полином. В схеме, изображенной на рис. 93, остаток определяется по истечении n тактов, т. е. образуется разрыв между информационными и контрольными символами. Поэтому при построении кодирующих устройств принимаются меры по устранению этого недостатка. В схеме кодирующего устройства, изображенной на рис. 94, деление кодируемой комбинации на образующий полином начинается сразу же с первого такта (в схеме, рис. 93, требовалось k тактов для занесения в регистр k старших разрядов комбинации $A(x)x^k$), в результате чего разрыв между информационными и контрольными символами устраняется. Работа кодирующего устройства поясняется табл. 14.

В исходном состоянии ключ K_1 находится в положении 1, а ключ K_2 замкнут. Такое состояние ключей сохраняется n_0 тактов, в течение которых в регистре образуется остаток. Затем K_1 переводится в положение 2, а ключ K_2 размыкается, в результате чего остаток за k тактов выдается на выход кодирующего устройства.

Таблица 14

Номер тактов	Вход	Положения K_1 и K_2	Состояние ячеек регистра			Выход
			1	2	3	
1	1	K_1 в положении 1 K_2 — замкнут	1	1	0	1
2	1		1	0	1	1
3	0		1	0	0	0
4	1		1	0	0	1
5	0	K_1 в положении 2 K_2 — разомкнут	0	1	0	0
6	0		0	0	1	0
7	0		0	0	0	1

В качестве корректирующего может быть использован циклический код, если число контрольных символов в нем удовлетворяет условию (III-75). Следует отметить, что при двоячном кодировании для исправления ошибки достаточно указать место искаженной позиции. Коррекция ошибки производится инвертированием символа, стоящего на указанной позиции.

При использовании циклического кода для исправления ошибок места искаженных символов определяются путем анализа остатка, получающегося при делении принятой комбинации на образующий полином.

Рассмотрим *корректирующий код Хэмминга*, предназначенный для обнаружения и исправления одиночной ошибки. При построении такого кода каждый из k проверочных символов определяется как результат суммирования по модулю 2 определенного сочетания информационных символов. В результате этого сумма проверяемых информационных и контрольного символа всегда является четной. При приеме комбинаций такого кода последние подвергаются аналогичным проверкам, охватывающим информационные и контрольный символ. При наличии однократной ошибки в символах, входящих в проверку, контрольная сумма на приемной стороне оказывается нечетной. Поскольку информационные символы входят в проверочные суммы в различных сочетаниях, то число нечетных контрольных сумм может быть различным (от 0 до k). В коде Хэмминга проверки на четность организованы таким образом, что получается число, указывающее номер позиции, на которой произошло искажение. Для этого результаты k проверок, представляющие собой контрольные суммы по модулю 2 и являющиеся, таким образом, единицами или нулями, записываются в виде контрольного числа $E_k E_{k-1} \dots E_2 E_1$. Это число должно указывать номер искаженного символа. Рассмотрим, при каких условиях контрольное число действительно укажет номер искаженной позиции. Если кодовая комбинация не содержит ошибок, то контрольное число будет изображать нуль. Если в младшем разряде контрольного числа появляется единица, то это означает, что имеет место ошибка в символе, стоящем на одной из позиций, двоичный номер которых имеет единицу в младшем разряде. Такими позициями будут все нечетные позиции. Таким образом, первая проверка должна охватывать все символы, стоящие на нечетных позициях, т. е.

$$E_1 = x_1 \oplus x_3 \oplus x_5 \oplus x_7 \oplus \dots \quad (\text{III-88})$$

Единица во втором разряде контрольного числа свидетельствует о наличии ошибки на одной из позиций, двоичные номера которых имеют единицу во втором разряде. Такими позициями являются 2, 3, 6, 7, 10, 11 и т. д. Символы с перечисленными номерами войдут во вторую проверку:

$$E_2 = x_2 \oplus x_3 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{10} \oplus x_{11} \oplus \dots \quad (\text{III-89})$$

Аналогично в третью проверку должны войти символы, стоящие на тех позициях, двоичные номера которых имеют единицу в третьем

Номер проверки	Номер позиции														
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	+		+		+		+		+		+		+		+
2		+	+			+	+			+	+			+	+
3				+	+	+	+					+	+	+	+
4								+	+	+	+	+	+	+	+

разряде, т. е.

$$E_3 = x_4 \oplus x_5 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{12} \oplus x_{13} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \oplus \dots$$

Для последней проверки с номером k легко получить, что

$$E_k = x_\mu \oplus x_{\mu+1} \oplus \dots \oplus x_{2\mu-1} \oplus x_{3\mu} \oplus x_{3\mu+1} \oplus \dots \\ \dots \oplus x_{4\mu-1} \oplus x_{5\mu} \oplus \dots, \quad (\text{III-90})$$

где $\mu = 2^{k-1}$. В табл. 15 крестиками отмечены номера позиций, включаемые в последовательные проверки для $k = 4$, $n = 15$.

Поскольку контрольные символы должны обеспечивать четность проверочных сумм, они включаются лишь в одну проверку. Только в одну проверку входят символы, двоичные номера позиций которых являются целыми степенями двойки, т. е. 1, 2, 4, 8, 16 и т. д. На этих позициях и размещаются контрольные символы. Значения контрольных символов находятся как результат суммирования всех символов, входящих в данную проверку. Из (III-88) — (III-90) можно определить значения контрольных символов

$$x_1 = x_3 \oplus x_5 \oplus x_7 \oplus x_9 \oplus \dots$$

$$x_2 = x_3 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{10} \oplus x_{11} \oplus \dots$$

$$x_4 = x_5 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{12} \oplus x_{13} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \oplus \dots \quad (\text{III-91})$$

$$\dots \dots \dots$$

$$x_\mu = x_{\mu+1} \oplus \dots \oplus x_{2\mu-1} \oplus x_{3\mu} \oplus \dots \oplus x_{4\mu-1} \oplus x_{5\mu} \oplus \dots$$

Для обеспечения возможности исправления всех одиночных ошибок необходимо, чтобы число проверочных символов соответствовало (III-76). В этом случае при декодировании неискаженной комбинации все проверки будут четными и контрольное число будет нуль. При наличии одиночной ошибки номер искаженного символа определится по результатам k проверок, образующих контрольное число.

Путем введения в данный код еще одной проверки и дополнительного проверочного символа можно образовать код, исправляющий одиночную и обнаруживающий двойную ошибку. В дополнительную проверку включаются все символы кодовой комбинации. При этом последний проверочный символ располагается в конце комбинации, а его значение вычисляется по формуле

$$x_{n+1} = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus \dots \oplus x_{n-1} \oplus x_n, \quad (\text{III-92})$$

что обеспечивает четность последней проверки. При декодировании вначале производится k проверок на четность в соответствии с (III-88) — (III-90). Затем производится $(k \div 1)$ -я проверка. При этом возможен случай, когда все проверки дают нулевой результат. Это соответствует отсутствию ошибки. Если некоторые из проверок и $(k \div 1)$ -я проверка дают результат, отличный от нуля, то это свидетельствует об однократной ошибке. Номер искаженной позиции указывает контрольное число.

При наличии двукратной ошибки некоторые из k проверок дадут результат, отличный от нуля, а последняя проверка даст ноль.

Отметим, что коды, исправляющие одиночную ошибку, могут использоваться для исправления групповых ошибок. Для этого кодовые комбинации записываются в виде матрицы с числом элементов в строке, превышающим длину возможной групповой ошибки. Кодированием элементов, расположенных в столбцах матрицы, с помощью корректирующего кода удастся исправить групповые ошибки определенной длины.

Вероятность ошибочного приема при использовании кода Хэмминга определим как вероятность появления двойных, тройных и т. д. ошибок:

$$p_0 = 1 - (1 - p)^n - np(1 - p)^{n-1}. \quad (\text{III-93})$$

Рассмотрим построение кодирующего и декодирующего устройств семиразрядного кода Хэмминга. Из семи символов кода три являются контрольными, а остальные — информационными. Согласно правилу построения кода, информационные символы должны располагаться на позициях 3, 5, 6, 7, а контрольные — на позициях 1, 2, 4. Расположение контрольных символов в начале кодовой комбинации создает определенные неудобства при построении кодирующих устройств (необходимо иметь буферный накопитель с числом разрядов, равным длине кодовой комбинации) и приводит к задержке в передаче информации, поскольку для определения значений контрольных символов необходимо сформировать суммы вида (III-91), в которые входят значения последующих информационных символов. Устранить отмеченные недостатки можно за счет некоторой модификации кода Хэмминга путем перестановки контрольных символов в конец кодовой комбинации, а информационных символов в ее начало.

При этом корректирующие свойства кода сохраняются. Такая модификация эквивалентна перестановке столбцов табл. 15. (3 вместо 1, 5 $\rightarrow$ 2, 6 $\rightarrow$ 3, 7 $\rightarrow$ 4, 1 $\rightarrow$ 5, 2 $\rightarrow$ 6, 4 $\rightarrow$ 7). В результате контрольные символы займут соответственно позиции 5, 6, 7, информационные — позиции 1 $\div$ 4, а проверочные суммы составятся по следующему правилу (с учетом сделанных перестановок):

$$\begin{aligned} E_1 &= x_1 \oplus x_2 \oplus x_4 \oplus x_5; \\ E_2 &= x_1 \oplus x_3 \oplus x_4 \oplus x_6; \\ E_3 &= x_2 \oplus x_3 \oplus x_4 \oplus x_7. \end{aligned} \quad (\text{III-94})$$

При таком расположении символов необходимость в буферном накопителе исчезает, а определение контрольных символов можно

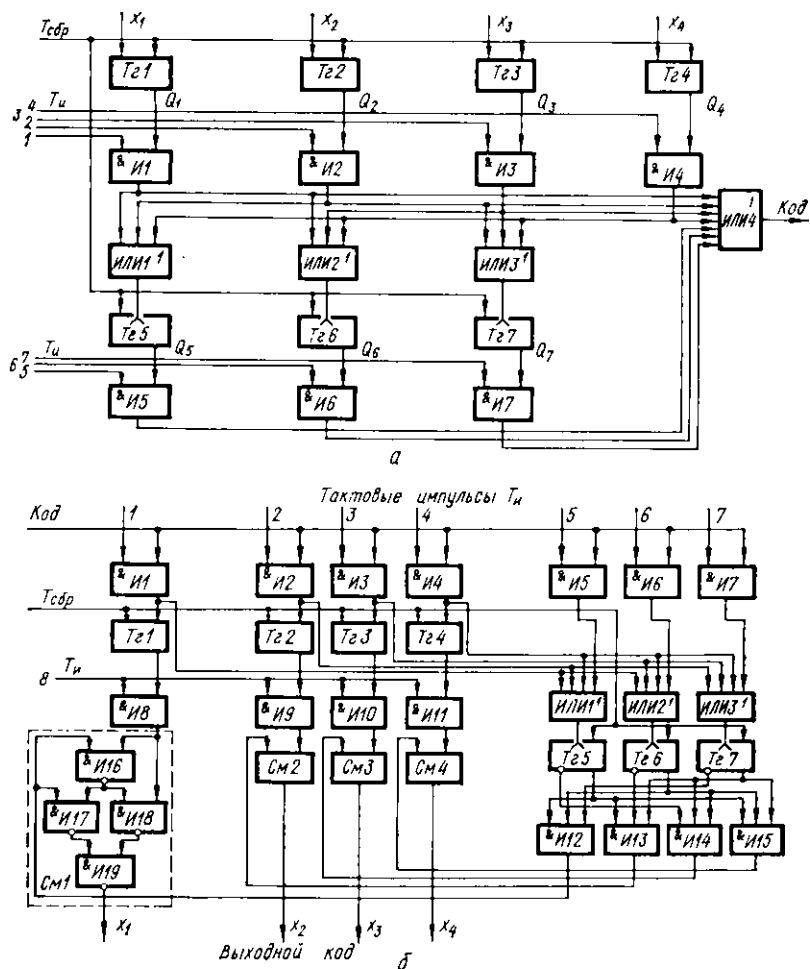


Рис. 95. Схемы кодирующего (а) и декодирующего (б) устройств кода Хэмминга (4, 7).

производить параллельно с передачей в канал информационных разрядов кодовой комбинации.

Схема кодирующего устройства модифицированного кода Хэмминга приведена на рис. 95, а. Подлежащая передаче кодовая комбинация $x_1x_2x_3x_4$ заносится в параллельном коде в четырехразрядный регистр, состоящий из триггеров $Tz1 \div Tz4$, которые предварительно импульсом $T_{сбр}$ установлены в исходное нулевое состояние $Q_1 \div Q_4 = 0$. Выходы триггеров связаны с входами логических схем $И1 \div И4$, на входы которых последовательно во времени поступают тактовые импульсы $T_{и}$. Если в данном разряде регистра записана 1, то $T_{и}$ в соответствующем такте пройдет на выход схемы $И$, связанной с данным разрядом. Выходы схем $И1 \div И4$ связаны со входами схем

ИЛИ1 ÷ ИЛИ3 в соответствии с правилом составления контрольных сумм (III-94). Число импульсов, появившихся на выходах схем *ИЛИ1 ÷ ИЛИ3* в течение четырех первых тактов, будет равно числу единиц, вошедших в соответствующие проверочные суммы (не считая контрольных символов). Выходы схем *ИЛИ1 ÷ ИЛИ3* связаны со входами счетных триггеров *T25 ÷ T27*, предварительно устанавливаемых в исходное нулевое состояние импульсами $T_{сбр}$. В зависимости от числа импульсов, поступивших на входы счетных триггеров в течение первых четырех тактов, к моменту поступления пятого тактового импульса они перейдут в состояние $Q \approx 1$ (при нечетном числе единиц) или в состояние $Q \approx 0$ (при четном числе единиц). Состояния триггеров *T25 ÷ T27* определяют значения контрольных символов, размещаемых соответственно на позициях 5, 6, 7. Формирование импульсов, отображающих контрольные символы (единица — импульс, нуль — пауза), производится с помощью T_n пятого, шестого и седьмого тактов, подаваемых на входы схем *И5 ÷ И7*, связанных с выходами триггеров *T25 ÷ T27*.

Полная кодовая комбинация корректирующего кода образуется на выходе семивходовой схемы *ИЛИ4*, входы которой связаны с выходами схем *И1 ÷ И7*. Формирование комбинации осуществляется последовательно во времени в течение семи тактов. После прихода седьмого тактового импульса все триггеры схемы переводятся в исходное нулевое состояние.

Таким образом, за один цикл, состоящий из семи тактов, обеспечивается формирование трех контрольных символов и передача в канал связи семиразрядной кодовой комбинации корректирующего кода.

Схема декодирующего устройства для рассмотренного кода приведена на рис. 95, б. При декодировании принятой информации устройством выполняются следующие операции: занесение информационных символов в регистр, контроль принятой информации и обнаружение ошибок, выдача информации с исправлением обнаруженных ошибок.

В процессе приема кодовых комбинаций происходит потактное занесение информационных символов в регистр, выполненный на триггерах *T21 ÷ T24*, где происходит их запоминание. Занесение осуществляется последовательно во времени тактовыми импульсами T_n через логические схемы *И1 ÷ И4*. Запоминание контрольных символов не производится. Одновременно импульсы, проходящие через схемы *И1 ÷ И7* в тактах, соответствующих передаче единиц кода, поступают на входы логических схем *ИЛИ1 ÷ ИЛИ3* в сочетаниях, определяемых алгоритмом проверки, заданным соотношениями (III-94). Выходы схем *ИЛИ* связаны с входами счетных триггеров *T25 ÷ T27*, которые определяют четность или нечетность соответственно первой, второй и третьей проверки. Состояния триггеров после поступления седьмого T_n определяют значения разрядов контрольного числа. При отсутствии искажений триггеры *T25 ÷ T27* будут находиться в состоянии 0. Если кодовая комбинация принята с ошибкой, один или несколько триггеров после семи тактов окажутся в положении 1.

Поскольку при кодировании были изменены позиции проверочных символов, изменились и контрольные числа, соответствующие

позициям искаженных символов. При искажении первого символа будет получено контрольное число 111, второго — 101, третьего — 110, четвертого — 111, пятого — 001, шестого — 010, седьмого — 100.

В приведенной схеме исправление одиночных ошибок производится только в информационных разрядах кода. Поэтому дешифратор искаженной позиции, выполненный на логических схемах $И12 \div И15$, имеет четыре выхода. Сигнал 1 на выходах схем $И12, И13, И14, И15$ появляется при искажении соответственно первого, второго, третьего или четвертого информационных символов. Выходные сигналы дешифратора используются для коррекции соответствующих символов при формировании выходного кода. Выдача кода производится с помощью восьмого T_n , подаваемого на вход схем $И8 \div И11$, связанных с соответствующими разрядными триггерами регистра.

Символы кода (1 или 0) поступают через схемы $И7 \div И11$ на входы сумматоров $См1 \div См4$, в которых производится суммирование по модулю 2 соответствующих кодовых символов и выходных сигналов дешифратора. Если искажений на позициях, занятых информационными символами, нет, то с выходов дешифратора поступает сигнал 0 и коррекция не происходит. Если обнаружена одиночная ошибка, то на соответствующем выходе дешифратора появится сигнал 1, который, складываясь в соответствующем сумматоре с информационным символом, изменит его на противоположный и ошибка будет исправлена. Развернутая схема сумматора по модулю 2, выполненного на логических схемах $И-НЕ$, приведена на рис. 95, б.

Коррекцию ошибок можно также осуществить путем инвертирования выходного сигнала разрядного триггера по сигналу дешифратора искаженной позиции.

После выдачи кода все триггеры кодирующего устройства импульсом $T_{сб}$ устанавливаются в исходное нулевое состояние.

Непрерывные корректирующие коды. Из числа непрерывных кодов, исправляющих ошибки, наиболее известен цепной код. Контрольные символы в цепном коде образуются путем суммирования двух информационных символов, расположенных на некотором расстоянии l друг от друга. Расстояние l называется шагом сложения или шагом проверки на четность. Сформированные контрольные символы размещаются между информационными символами с опережением или запаздыванием на несколько позиций. Полученная таким образом последовательность чередующихся информационных и контрольных символов представляет собой комбинацию цепного кода. Каждый информационный символ принимает участие в образовании двух контрольных символов, поэтому число информационных и контрольных символов будет одинаково (рис. 96). Обнаружение и направление ошибок производится путем разделения на приемной строке информационных и контрольных символов и формирования вспомогательной последовательности контрольных символов на базе принятых информационных символов. В процессе сравнения принятых контрольных символов и символов вспомогательной последовательности определяется место искажения. Если произошла ошибка в информационном символе, то это приведет к искажению двух контрольных символов. Искаженный символ опре-

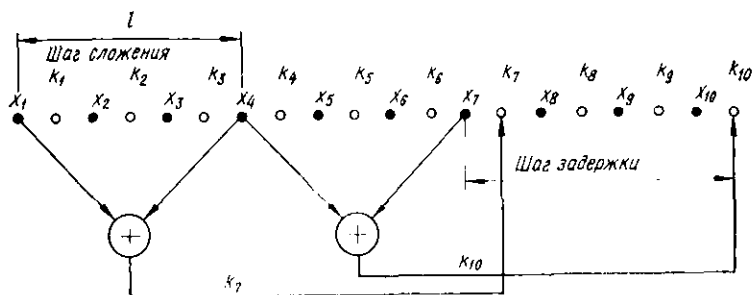


Рис. 96. Схема образования цепного кода.

деляется как символ, принимавший участие в образовании двух данных контрольных. Ошибка в контрольном символе приводит к несовпадению последовательностей лишь на одной позиции.

Непрерывные коды позволяют исправлять не только одиночные ошибки, но и пакеты ошибок. Длина исправляемого пакета ошибок зависит от шага проверки на четность и с увеличением l увеличивается.

Избыточность данного кода равняется 0,5.

Эффективность использования того или иного кода во многом определяется знанием характера ошибок в используемом канале передачи. При несоответствии характеристик реального канала и модели, примененной при построении кода, резко снижается эффективность его использования. Применение корректирующих кодов не гарантирует безошибочность приема переданной информации, повышая лишь вероятность получения достоверной информации.

3. МОДУЛЯЦИЯ ПЕРЕНОСЧИКОВ ИНФОРМАЦИИ

Передача сообщений по каналу связи осуществляется с помощью некоторых физических процессов, которые называются переносчиками. В качестве переносчиков обычно используются гармонические колебания или импульсные последовательности. Нанесение информации на переносчик осуществляется путем модуляции — изменения его некоторых параметров в соответствии с передаваемым сообщением. Немодулированный переносчик информации не несет. Передаваемое сообщение может воздействовать на любой параметр переносчика. При данном виде переносчика число возможных видов модуляции определяется числом его параметров.

В некоторых случаях параметры переносчика изменяются под действием модулирующей дискретной последовательности и принимают дискретные значения. Такой процесс называют манипуляцией в отличие от модуляции, при которой параметры переносчика изменяются непрерывно.

Если в качестве переносчика выбрано синусоидальное высокочастотное колебание

$$f(t) = A \sin(\omega t + \varphi), \quad (\text{III-95})$$

то, воздействуя на его параметры — амплитуду, фазу и частоту, можно получить соответственно амплитудную, фазовую и частотную модуляцию.

При амплитудной модуляции (АМ)

$$A = A_0 + \Delta A x(t), \quad (\text{III-96})$$

при фазовой модуляции (ФМ)

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta \varphi x(t), \quad (\text{III-97})$$

при частотной модуляции (ЧМ)

$$\omega = \omega_0 + \Delta \omega x(t). \quad (\text{III-98})$$

Когда сообщение закодировано двоичным кодом, модулируемый параметр будет принимать только два значения.

Если в качестве переносчика используется периодическая последовательность импульсов, основными параметрами которой являются амплитуда импульсов, длительность импульсов, их временное положение и частота следования, то можно получить следующие виды модуляции: амплитудно-импульсную (АИМ), широтно-импульсную (ШИМ), фазо-импульсную (ФИМ) и частотно-импульсную (ЧИМ). Следует иметь в виду, что импульсные способы модуляции не используются для передачи информации на большие расстояния. Поэтому когда говорят о системах с импульсной модуляцией, то имеется в виду двойная модуляция, т. е. модуляция импульсной последовательности исходным сообщением, а затем модуляция высокочастотного гармонического колебания импульсной последовательностью.

Обратные операции по восстановлению величин, вызвавших изменение параметров переносчика при модуляции, называются демодуляцией.

Как модуляция, так и демодуляция являются нелинейными преобразованиями и осуществляются с помощью нелинейных устройств.

Основные виды аналоговой модуляции

К аналоговым видам модуляции относятся амплитудная (АМ), фазовая (ФМ) и частотная модуляция (ЧМ) гармонической несущей.

При АМ модулированный сигнал $s(t)$ описывается выражением

$$s(t) = A_0 [1 + mX(t)] \cos \omega_0 t, \quad (\text{III-99})$$

где m — коэффициент модуляции; $X(t)$ — нормированная функция сообщения — $1 \leq X(t) \leq 1$.

Спектр АМ-сигнала $S(\omega)$ определяется

$$S(\omega) = \pi A_0 \delta(\omega - \omega_0) + \frac{mA_0}{2} S_x(\omega_0 + \omega) + \frac{mA_0}{2} S_x(\omega_0 - \omega), \quad (\text{III-100})$$

где $\delta(\omega - \omega_0)$ — δ -функция; $S_x(\omega)$ — спектр передаваемого сообщения.

При АМ происходит перенос спектра сообщения на частоту ω_0 . Ширина спектра АМ-сигнала в два раза шире спектра сообщения (рис. 97). Если модулирующее напряжение является синусоидальным

с частотой Ω , т. е. $X(t) = \cos \Omega t$, то

$$s(t) = A_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = A_0 \cos \omega_0 t + \frac{mA_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{mA_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (\text{III-101})$$

Амплитуда АМ-сигнала изменяется от $A_{\min} = (1 - m) A_0$ до $A_{\max} = (1 + m) A_0$, а мощность от $P_{\min} = P_0(1 - m)^2$ до $P_{\max} = P_0(1 + m)^2$, где P_0 — мощность колебаний несущей частоты. Средняя мощность АМ-сигнала

$$P_{\text{ср}} = \frac{A_0^2}{2T} \int_0^T (1 + m \cos \Omega t)^2 dt = P_0 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right). \quad (\text{III-102})$$

При $m = 1$ $P_{\max} = 4P_0$, а $P_{\text{ср}} = 1,5P_0$.

Кроме рассмотренной АМ используются передача методом АМ без несущей частоты — балансная модуляция и передача только одной боковой полосы — однополосная модуляция. Применение балансной и однополосной модуляции позволяет улучшить энергетические характеристики передатчика за счет сокращения бесполезного расхода энергии на составляющие несущей частоты.

Спектр сигнала при балансной модуляции

$$S(\omega) = \frac{mA_0}{2} [S_x(\omega_0 + \omega) + S_x(\omega_0 - \omega)], \quad (\text{III-103})$$

а при однополосной модуляции и передаче верхней боковой полосы

$$S(\omega) = \frac{mA_0}{2} S_x(\omega_0 + \omega). \quad (\text{III-104})$$

Из (III-104) следует, что применение однополосной модуляции дает возможность вдвое сократить полосу частот, занимаемую модулированным сигналом.

Частотную и фазовую модуляции часто рассматривают как разновидности угловой модуляции. ЧМ и ФМ тесно связаны между собой, так как при ЧМ изменяется фаза колебаний, а при ФМ — частота. В случае синусоидальной несущей

$$s(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = A_0 \cos \psi(t), \quad (\text{III-105})$$

где $\psi(t)$ — полная фаза высокочастотного колебания, равная

$$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi(t). \quad (\text{III-106})$$

Мгновенная частота колебания является производной от $\psi(t)$ и равна

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (\text{III-107})$$

Если же частота изменяется по закону $\omega(t)$, то фаза будет изменяться по закону интеграла от $\omega(t)$:

$$\psi(t) = \int \omega(t) dt. \quad (\text{III-108})$$

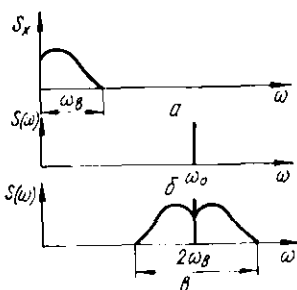


Рис. 97. Спектр сигнала при амплитудной модуляции.

При ФМ $\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi_m X(t)$. В этом случае

$$\psi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_m X(t) + \varphi_0, \quad (\text{III-109})$$

где $\Delta\varphi_m$ — максимальное отклонение фазы. ФМ-сигнал определится

$$s(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi_m X(t) + \varphi_0]. \quad (\text{III-110})$$

В случае ЧМ под действием сообщения изменяется частота несущей

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega_m X(t), \quad (\text{III-111})$$

где $\Delta\omega_m$ — максимальное отклонение (девиация) частоты.

Полная фаза колебания

$$\psi(t) = \int \omega(t) dt + \varphi_0 = \omega_0 t + \Delta\omega_m \int X(t) dt + \varphi_0, \quad (\text{III-112})$$

а выражение для ЧМ-сигнала запишется

$$s(t) = A_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega_m \int X(t) dt + \varphi_0\right]. \quad (\text{III-113})$$

Поскольку ЧМ-сигнал является функцией интеграла от передаваемого сообщения $X(t)$, частотную модуляцию относят к интегральным видам модуляции. АМ и ФМ являются в этом смысле прямыми видами модуляции. Отметим, что при ФМ и ЧМ амплитуда сигнала неизменна и равна A_0 .

Анализ ФМ-сигнала показывает, что спектр ФМ колебания при любом виде модулирующей функции состоит из бесконечного числа составляющих, однако практически учитываемая ширина спектра конечна и зависит от спектра модулирующего сообщения и индекса модуляции $\Delta\varphi_m$. Ширину спектра ФМ-сигнала можно определить по приближенной формуле Е. И. Манаева

$$\Delta f_{\text{ФМ}} = 2F_{\text{в}} (1 + \Delta\varphi_m + \sqrt{\Delta\varphi_m}).$$

Если пренебречь гармониками, амплитуда которых составляет менее 5% от амплитуды немодулированной несущей, то

$$\Delta f_{\text{ФМ}} \approx 2F_{\text{в}} (1 + \Delta\varphi_m), \quad (\text{III-114})$$

где $F_{\text{в}}$ — ширина спектра модулирующего сообщения.

Средняя мощность ФМ-сигнала равна мощности немодулированной несущей:

$$P_{\text{ср}} = P_0.$$

Различие между ФМ и ЧМ лучше всего изучить, рассматривая ФМ и ЧМ сигналы при модуляции сообщением $X(t) = \cos \Omega t$. В этом случае

$$s_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_m \cos \Omega t + \varphi_0), \quad (\text{III-115})$$

а

$$\begin{aligned} s_{\text{ЧМ}}(t) &= A_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\omega_m \int \cos \Omega t dt + \varphi_0) = \\ &= A_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0\right). \end{aligned} \quad (\text{III-116})$$

Сравнивая выражения (III-115) и (III-116), определим эквивалентное изменение фазы при ЧМ:

$$\Delta\varphi_{\text{эквЧМ}} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}. \quad (\text{III-117})$$

Из полученного выражения следует, что при ЧМ изменение фазы сигнала обратно пропорционально частоте модулирующего сообщения, тогда как при ФМ $\Delta\varphi$ есть величина, зависящая не от частоты модулирующего сообщения, а от его амплитуды.

Эквивалентное изменение частоты при ФМ

$$\Delta\omega_{\text{эквФМ}} = \Delta\varphi_m \Omega, \quad (\text{III-118})$$

откуда следует, что при ЧМ девиация частоты не зависит от частоты модулирующего сообщения, тогда как при ФМ девиация частоты прямо пропорциональна частоте модулирующего сообщения. Зависимости (III-117) и (III-118) представлены на рис. 98.

Различие между ЧМ и ФМ проявляется еще и в том, что ширина спектра ФМ-колебания линейно зависит от ширины спектра модулирующего сообщения, тогда как ширина спектра при ЧМ практически не зависит от ширины спектра модулирующего сообщения, если $\Delta\omega_m \gg F_{\text{в}}$, и равняется

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx \frac{2\Delta\omega_m}{2\pi}.$$

Виды импульсной модуляции

Переносчиком информации может служить импульсная последовательность, которая характеризуется амплитудой импульсов A_0 , их длительностью τ , периодом повторения T и временным положением импульсов на интервале T . Этот интервал времени определяется шириной спектра модулирующего сообщения и находится на основании одного из критериев отсчетов в соответствии с используемым способом восстановления модулирующего сообщения при приеме.

В процессе передачи изменяется один из параметров импульсной несущей. Если амплитуда импульсов изменяется в соответствии с передаваемым сообщением, а другие параметры несущей остаются неизменными, говорят об амплитудно-импульсной модуляции (АИМ).

Различают два вида амплитудно-импульсной модуляции: АИМ-1 (первого рода) и АИМ-2 (второго рода). При АИМ-1 амплитуда импульсов изменяется в течение длительности импульса в соответствии с изменением модулирующего сигнала (рис. 99, а), тогда как при АИМ-2 амплитуда импульсов определяется значениями передаваемого сообщения в характерные моменты времени и сохраняется постоянной в течение длительности импульса (рис. 99, б). Если длительность

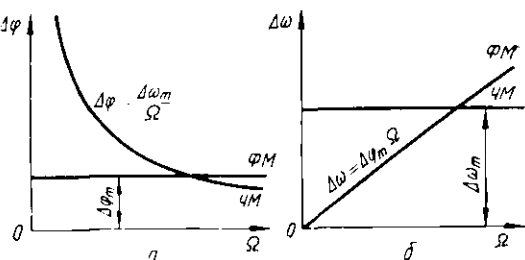


Рис. 98. Зависимость фазы (а) и частоты (б) модулированных колебаний при ФМ и ЧМ.

При ФИМ моменты возникновения импульсов t_k определяются выражением

$$t_k = kT + \Delta t_{\max} X(t), \quad (\text{III-122})$$

где $\Delta t_{\max}$ — максимальное смещение импульса. Временное положение импульсов относительно тактовых точек изменяется прямо пропорционально амплитуде модулирующего сообщения. ФИМ-сигнал показан на рис. 99, ж.

ЧИМ характеризуется другим законом изменения временного положения импульсов. При ЧИМ изменяется частота импульсной последовательности в соответствии с законом изменения модулирующего сообщения, вследствие чего импульсы также сдвигаются относительно тактовых точек. Моменты возникновения импульсов t_k определяются из соотношения

$$t_k = kT - \frac{\Delta\Omega_{\max}}{\Omega} \int_0^{t_k} X(t) dt - t_0, \quad (\text{III-123})$$

где $\Delta\Omega_{\max}$ — максимальная девиация частоты повторения импульсов Ω ; t_0 — постоянный для всех импульсов временной сдвиг.

Нетрудно заметить, что ЧИМ относится к интегральным видам модуляции, другие ранее рассмотренные виды импульсной модуляции являются прямыми видами модуляции. Различие между ФИМ и ЧИМ аналогично различию между ФМ и ЧМ.

К импульсным видам модуляции относят также кодово-импульсную модуляцию, при которой каждое отсчетное значение сообщения (отсчеты берутся с интервалом, определяемым по известным критериям, гл. I) передается кодовой комбинацией, состоящей из нескольких импульсов. В зависимости от основания используемого кода число импульсов, отображающих отсчетное значение сообщения, будет различным. В случае, когда основание кода равно максимальному числу разрешенных уровней, для передачи отсчетного значения потребуется лишь один символ кода, что, в принципе, эквивалентно обычной АИМ. В общем случае для передачи некоторого объема информации методом КИМ требуется большее время или большая полоса частот, чем, например, при АИМ или ШИМ. Однако этот недостаток КИМ перекрывается ее высокой помехоустойчивостью. Для приема сигнала КИМ (при использовании двоичных кодов) необходимо лишь установить факт присутствия или отсутствия импульса независимо от его амплитуды и формы. Помехи, приводящие к изменению амплитуды и длительности импульсов, в значительно большей степени влияют на прием сигналов АИМ, ШИМ, ВИМ, чем на прием сигналов КИМ.

Помехоустойчивость аналоговых видов модуляции

Обычно под помехоустойчивостью понимают способность системы передачи противостоять вредному действию помех. Поскольку действие помех проявляется в том, что принятое сообщение отличается от переданного, степень соответствия принятого сообщения переданному при данном виде помех может характеризовать помехоустойчивость системы. Выбор меры соответствия производится по-разному в зависимости

от характера передаваемых сообщений. В частности, при передаче дискретных сообщений в качестве меры соответствия удобно использовать вероятность правильного приема (отсутствия ошибки) или некоторую функцию этой вероятности.

При передаче непрерывных сообщений степень соответствия обычно характеризуют величиной среднеквадратичной ошибки воспроизведения сообщений при приеме или вероятностью того, что отклонение принятого и переданного сообщения не превысит некоторой заранее заданной величины.

Оценим помехоустойчивость аналоговых видов модуляции по величине среднеквадратичной ошибки воспроизведения сообщений. Пусть модулирующее сообщение $X(t)$ имеет конечную длительность T_c . Такое сообщение может быть представлено в виде суммы отсчетов значений, взятых в частотной области.

Дискретизация сообщения $X(t)$ в частотной области осуществляется разложением функции $X(t)$ в ряд Фурье. В обычной записи ряд Фурье имеет вид

$$X(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \left(a_m \cos m \frac{2\pi}{T_c} t + b_m \sin m \frac{2\pi}{T_c} t \right), \quad (\text{III-124})$$

где

$$\begin{aligned} \frac{a_0}{2} &= \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} X(t) dt, \\ a_m &= \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} X(t) \cos m \frac{2\pi}{T_c} t dt, \\ b_m &= \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} X(t) \sin m \frac{2\pi}{T_c} t dt. \end{aligned}$$

В. А. Котельниковым предложена несколько иная форма записи ряда Фурье, более удобная при анализе систем передачи информации:

$$\begin{aligned} X(t) &= c_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \left(\sqrt{2} c_{2m-1} \sin m \frac{2\pi}{T_c} t + \sqrt{2} c_{2m} \cos m \frac{2\pi}{T_c} t \right) = \\ &= c_0 + \sqrt{2} c_1 \sin \frac{2\pi}{T_c} t + \sqrt{2} c_2 \cos \frac{2\pi}{T_c} t + \sqrt{2} c_3 \sin 2 \frac{2\pi}{T_c} t + \dots \end{aligned} \quad (\text{III-125})$$

Коэффициенты c_{2m-1} , c_{2m} представляют собой эффективные значения гармоник ряда. Коэффициенты c связаны с коэффициентами

(III-124) следующими соотношениями:

$$c_0 = \frac{a_0}{2}; \quad c_{2m-1} = \frac{b_m}{\sqrt{2}}; \quad c_{2m} = \frac{a_m}{\sqrt{2}}. \quad (\text{III-126})$$

Для реальных случаев число учитываемых членов разложения в (III-125) можно ограничить, поскольку любая физическая система имеет ограниченную полосу пропускания, т. е. реагирует на некоторое конечное число составляющих. При таком допущении

$$X(t) \approx \sum_{m=-m_1}^{m_2} \left(\sqrt{2} c_{2m-1} \sin m \frac{2\pi}{T_c} t + \sqrt{2} c_{2m} \cos m \frac{2\pi}{T_c} t \right). \quad (\text{III-127})$$

Составляющие с частотами $\frac{m_1}{T_c}$ и $\frac{m_2}{T_c}$ определяют нижнюю и верхнюю границы спектра сообщения. Таким образом,

$$\Delta f = \frac{m_2 - m_1}{T_c}. \quad (\text{III-128})$$

Поскольку на каждой частоте учитываются две составляющие (sin и cos), общее число отсчетов

$$m = 2(m_2 - m_1) = 2\Delta f T_c. \quad (\text{III-129})$$

Выражение (III-127) может быть преобразовано к виду

$$X(t) \approx \sum_{k=-k_1}^{k_2} c_k I_k(t) = c_{k_1} I_{k_1}(t) + c_{k_1+1} I_{k_1+1}(t) + \dots, \quad (\text{III-130})$$

где

$$I_k(t) = \begin{cases} \sqrt{2} \sin m \frac{2\pi}{T_c} t & \text{при } k = 2m - 1; \\ \sqrt{2} \cos m \frac{2\pi}{T_c} t & \text{при } k = 2m. \end{cases} \quad (\text{III-131})$$

$$c_k = \begin{cases} c_{2m-1} & \text{при } k = 2m - 1; \\ c_{2m} & \text{при } k = 2m. \end{cases}$$

Учитывая соотношения (III-124) — (III-126), можно записать

$$c_k = \frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} X(t) J_k(t) dt. \quad (\text{III-132})$$

Таким образом, согласно (III-130), передаваемое сообщение полностью определяется коэффициентами разложения c_k и является функцией времени.

Для передачи по каналу связи сообщение $X(t)$ преобразуется в сигнал $s(X, t)$, который будет функцией тех же параметров, что и $X(t)$:

$$s(X, t) = f(c_{k_1}, c_{k_1+1}, \dots, c_{k_2}, t), \quad (\text{III-133})$$

т. е. передачу сообщения можно рассматривать как передачу коэффициентов c_k . Если бы их значения передавались без ошибок, то на

выходе приемника сообщение $X(t)$ воспроизводилось бы абсолютно точно. Однако вследствие действия помех в канале связи принятый сигнал $s'(t)$ будет отличаться от переданного:

$$s'(t) = s(X, t) + n(t). \quad (\text{III-134})$$

Задача состоит в том, чтобы по сигналу $s'(t)$ восстановить переданное сообщение $X(t)$ с наибольшей точностью. Степень отклонения принятого сигнала от переданного можно оценить, предположив, что под действием помех каждый из коэффициентов c_k передается с некоторой ошибкой Δc_k . В этом случае, согласно (III-130), можно записать для принятого сообщения $X'(t)$

$$X'(t) = \sum_{k=-k_1}^{k_2} (c_k + \Delta c_k) J_k(t) = \sum_{k=-k_1}^{k_2} c_k J_k(t) + \sum_{k=-k_1}^{k_2} \Delta c_k J_k(t). \quad (\text{III-135})$$

Второе слагаемое суммы характеризует ошибку при передаче сообщения, так как

$$X'(t) = X(t) + \sum_{k=-k_1}^{k_2} \Delta c_k J_k(t) = X(t) + e_0(t). \quad (\text{III-136})$$

Котельниковым показано, что оптимальным приемником является такой, который обеспечивает минимальное среднеквадратическое отклонение принятого сигнала от переданного:

$$\Delta^2 = \frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} [s'(t) - s(X, t)]^2 dt. \quad (\text{III-137})$$

Поскольку под действием помех изменяются значения коэффициентов c_k , условием минимума среднеквадратичной ошибки будет

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta^2}{\partial c_k} &= -\frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} 2 [s'(t) - s(X, t)] \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} dt = \\ &= -2 \overline{[s'(t) - s(X, t)] \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k}} = 0, \end{aligned} \quad (\text{III-138})$$

где волнистая черта обозначает усреднение по времени. Если под действием помех принятый сигнал $s'(t)$ получил приращение $\Delta s'(t)$, то сигнал $s(X, t)$ получит приращение, обусловленное изменением коэффициентов c_k

$$\Delta s(X, t) = \sum_{k=-k_1}^{k_2} \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \Delta c_k. \quad (\text{III-139})$$

Подставив (III-139) в (III-138), получим

$$\overline{\left[s'(t) + \Delta s'(t) - s(X, t) - \sum_{k=-k_1}^{k_2} \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \Delta c_k \right] \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k}} = 0. \quad (\text{III-140})$$

При условии, что составляющие сигнала $s(X, t)$ ортогональны (III-131),

$$\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_i} \cdot \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_j} = 0 \text{ при } i \neq j; \quad (\text{III-141})$$

выражение (III-140) можно преобразовать к виду

$$\Delta s'(t) \frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} - \left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2 \Delta c_k = 0. \quad (\text{III-142})$$

Откуда получаем

$$\Delta c_k = \frac{\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \Delta s'(t)}{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2}. \quad (\text{III-143})$$

При малом уровне шумов величина $\Delta s'(t)$ может быть найдена из (III-134) как $n(t)$. В этом случае

$$\Delta c_k = \frac{\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} n(t)}{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2}. \quad (\text{III-144})$$

Поскольку $n(t)$ представляет собой помеху, которая является случайной величиной с нормальным распределением, то и приращения Δc_k также будут случайными величинами, имеющими нормальный закон распределения с нулевым средним.

Шум, как и сигнал $s(X, t)$, может быть представлен в виде ряда, аналогичного (III-125) и (III-130). Ограничившись конечным числом членов, подобно (III-128) запишем

$$n(t) \approx \sum_{k=k_1}^{k_2} \xi_k J_k(t). \quad (\text{III-145})$$

Здесь ξ_k — случайная величина, имеющая нормальный закон распределения и равная [26]:

$$\xi_k = \sqrt{\frac{N_0}{2T_c}} 0_k, \quad (\text{III-146})$$

где N_0 — спектральная плотность мощности шума; 0_k — нормальная случайная величина с единичной дисперсией. Подставив (III-146) в (III-145), получим

$$n(t) \approx \sum_{k=k_1}^{k_2} \sqrt{\frac{N_0}{2T_c}} 0_k J_k(t). \quad (\text{III-147})$$

Подставляя (III-147) в (III-144) и интегрируя, получим [26]:

$$\Delta c_k = \frac{\sqrt{N_0} 0_k}{\sqrt{2T_c \left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2}}. \quad (\text{III-148})$$

Ошибка $\varepsilon_0(t)$ при передаче сообщения $X(t)$, согласно (III-135), определится

$$\varepsilon_0(t) = \sum_{k=k_1}^{k_2} \Delta c_k J_k(t) = \sum_{k=k_1}^{k_2} \frac{\sqrt{N_0} \theta_k J_k(t)}{\sqrt{2T_c \left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2}}. \quad (\text{III-149})$$

Сравнивая (III-147) с (III-149), можно заметить, что выражения отличаются лишь одним множителем. Если ошибку $\varepsilon_0(t)$ трактовать как шум на выходе идеального приемника, то спектральная плотность мощности такого шума N_0^* может быть найдена:

$$N_0^* = \frac{N_0}{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2}. \quad (\text{III-150})$$

Эта величина является минимально возможной при данном способе модуляции и характеризует его потенциальную помехоустойчивость. Чем меньше величина N_0^* , тем лучше способ модуляции.

Оценим теперь потенциальные возможности рассмотренных способов аналоговой модуляции.

Прямые виды модуляции. При прямых видах модуляции передаваемое сообщение непосредственно входит в выражение для сигнала $s(X, t)$, т. е.

$$s(X, t) = f[X(t), t]. \quad (\text{III-151})$$

С учетом (III-130), запишем

$$s(X, t) = f \left[\sum_{k=k_1}^{k_2} c_k J_k(t), t \right]. \quad (\text{III-152})$$

Найдем частотную производную по коэффициенту c_k

$$\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} = \frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} \cdot \frac{\partial X(t)}{\partial c_k} = \frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} J_k(t). \quad (\text{III-153})$$

В этом случае

$$\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2 = \left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} \right]^2 J_k^2(t). \quad (\text{III-154})$$

В силу того, что спектры сигнала $s(t)$ и сообщения $X(t)$ не пересекаются в частотной области, можно записать

$$\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2 = \left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} \right]^2 J_k^2(t). \quad (\text{III-155})$$

Согласно (III-131), $J_k^2(t) = 1$. Поэтому для прямых видов модуляции можно записать в соответствии с (III-150) и (III-155)

$$N_0^* = \frac{N_0}{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} \right]^2}. \quad (\text{III-156})$$

В случае амплитудной модуляции (АМ) следует взять производную от выражения (III-99):

$$\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} = A_0 m \cos \omega_0 t. \quad (\text{III-157})$$

Определим знаменатель выражения (III-156)

$$\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} \right]^2 = \frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} (A_0 m \cos \omega_0 t)^2 dt = \frac{A_0^2 m^2}{2},$$

откуда

$$N_{0\text{АМ}}^* = \frac{2N_0}{m^2 A_0^2}. \quad (\text{III-158})$$

В случае фазовой модуляции, согласно (III-110),

$$\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} = -A_0 \Delta \varphi_m \sin [\omega_0 t + \Delta \varphi_m X(t) + \varphi_0], \quad (\text{III-159})$$

$$\overline{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial X(t)} \right]^2} = \frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} (A_0 \Delta \varphi_m)^2 \{\sin [\omega_0 t + \Delta \varphi_m X(t) + \varphi_0]\}^2 dt = \frac{A_0^2 \Delta \varphi_m^2}{2}, \quad (\text{III-160})$$

откуда

$$N_{0\text{ФМ}}^* = \frac{2N_0}{\Delta \varphi_m^2 A_0^2}. \quad (\text{III-161})$$

Интегральные виды модуляции. При интегральных видах модуляции сигнал является функцией интеграла от передаваемого сообщения, т. е.

$$s(X, t) = f \left[\int X(t) dt, t \right], \quad (\text{III-162})$$

или, если ввести функцию

$$Z(t) = \int X(t) dt = \int \sum_{k=k_1}^{k_2} c_k J_k(t) dt, \quad (\text{III-163})$$

то

$$s(Z, t) = f \{Z(t), t\}. \quad (\text{III-164})$$

В этом случае

$$\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} = \frac{\partial s(X, t)}{\partial Z(t)} \cdot \frac{\partial Z(t)}{\partial c_k} = \frac{\partial s(X, t)}{\partial Z(t)} \int J_k dt. \quad (\text{III-165})$$

После интегрирования с учетом (III-131) получаем

$$\overline{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial c_k} \right]^2} = \frac{1}{\omega_k^2} \overline{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial Z(t)} \right]^2}, \quad (\text{III-166})$$

откуда для интегральных видов модуляции для любой частоты ω имеем

$$N_0^* = \frac{N_0 \omega^2}{\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial Z(t)} \right]^2}. \quad (\text{III-167})$$

При частотной модуляции, согласно (III-113),

$$\frac{\partial s(X, t)}{\partial Z(t)} = -A_0 \Delta \omega_m \sin[\omega_0 t + \Delta \omega_m Z(t)], \quad (\text{III-168})$$

$$\left[\frac{\partial s(X, t)}{\partial Z(t)} \right]^2 = \frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} (A_0 \Delta \omega_m)^2 \{\sin[\omega_0 t + \Delta \omega_m Z(t)]\}^2 dt = \frac{A_0^2 \Delta \omega_m^2}{2},$$

откуда

$$N_{0\text{ЧМ}}^* = \frac{2N_0 \omega^2}{A_0^2 \Delta \omega_m^2} = \frac{2N_0 f^2}{A_0^2 \Delta f_m^2}. \quad (\text{III-170})$$

Из (III-167) следует, что при интегральных видах модуляции спектральная плотность мощности шума на выходе оптимального приемника увеличивается пропорционально частоте.

Из сравнения (III-158), (III-161) и (III-170) следует, что для повышения помехоустойчивости АМ необходимо увеличивать m и A_0 . Поскольку $m_{\text{max}} \approx 1$, главная возможность повышения помехоустойчивости — увеличение мощности сигнала. При ФМ и ЧМ повышение помехоустойчивости может быть достигнуто за счет использования больших индексов модуляции без увеличения мощности сигнала. Следует отметить, что данные выводы справедливы до тех пор, пока выполняется условие малости помехи.

Используя полученные результаты, можно определить величину среднеквадратичной ошибки воспроизведения непрерывных сообщений на выходе оптимального приемника:

$$\delta^2 = \left(\frac{P_n}{P_c} \right)_{\text{вых}} = \frac{P_n}{\overline{X^2(t)}}. \quad (\text{III-171})$$

Определив

$$P_n = \int_0^{F_B} N_0^* df,$$

получим

$$\delta^2 = \frac{\int_0^{F_B} N_0^* df}{\overline{X^2(t)}}.$$

Для систем с АМ, ФМ и ЧМ получим соответственно

$$\delta_{\text{АМ}}^2 = \frac{2N_0 F_B}{m^2 A_0^2 \overline{X^2(t)}}, \quad (\text{III-172})$$

$$\delta_{\text{ФМ}}^2 = \frac{2N_0 F_n}{\Delta \varphi_m^2 A_0^2 \overline{X^2(t)}}, \quad (\text{III-173})$$

$$\delta_{\text{ЧМ}}^2 = \frac{2N_0 F_n^3}{3\Delta f_m^2 A_0^2 \overline{X^2(t)}}. \quad (\text{III-174})$$

При ФМ и ЧМ уменьшение ошибки по сравнению с АМ достигается применением больших индексов модуляции.

4. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Многоканальные системы передачи информации, обеспечивающие независимую передачу нескольких сообщений по одной линии связи, широко используются в системах управления для передачи информации, поступающей от многочисленных датчиков, устанавливаемых на объектах управления, передачи командной информации на исполнительные устройства объекта и службы предприятия, обмена данными между устройствами различных уровней управления. Многоканальные системы незаменимы при управлении объектами, находящимися на значительных расстояниях от центра управления (например, космические объекты), объектами, работающими в условиях повышенной радиоактивности или химической активности.

В зависимости от характера передаваемой информации можно выделить следующие типы многоканальных систем: системы передачи измерительной информации, системы передачи командной информации, системы обмена информацией.

К системам передачи измерительной информации относятся в первую очередь радиотелеметрические и телеметрические системы, обеспечивающие измерение, передачу и регистрацию сообщений, характеризующих состояние исследуемых объектов или процессов. Такие системы входят в состав автоматизированных систем управления, а также имеют самостоятельное применение при решении различных научных и производственных задач. Достаточно сказать, что основной объем информации, получаемой при испытаниях ракетных систем, составляет радиотелеметрическая информация. Для систем передачи измерительной информации характерно большое число каналов (до 10^2 и более), разнообразие форм передаваемой информации, высокая точность и большая скорость поступления информации от первичных преобразователей (датчиков).

К системам передачи командной информации относятся командные линии систем автоматического управления, обеспечивающие управление объектом или процессом на расстоянии.

Особенностью систем передачи командной информации является меньшее число каналов по сравнению с радиотелеметрическими системами и большая ценность информации. Помехоустойчивость систем передачи командной информации должна быть высокой, поскольку искажение команды может привести к аварийному режиму работы объекта или к его разрушению. Это обуславливает использование различных способов кодирования сообщений в таких системах.

Системы передачи измерительной и командной информации характеризуются преобладанием определенного вида информации, передаваемой преимущественно в одном направлении (от объекта в центр управления или наоборот).

К системам обмена информацией относятся системы передачи данных, осуществляющие передачу информации для обработки ее ЭВМ или уже обработанной вычислительной машиной. Особенностью таких систем является то, что источником данных могут являться не только ЭВМ, но и человек, автоматизированные датчики информации или автоматизированные устройства преобразования информации (например, читающие устройства). Для таких систем характерно многообразие форм передаваемой информации, большая скорость передачи и большой объем передаваемой информации. К таким системам предъявляются требования высокой достоверности передачи информации, поскольку ошибочно принятые данные могут полностью исказить результаты обработки на ЭВМ. Передаваемые данные характеризуются различными категориями срочности, причем, как правило, повышение категории срочности требует увеличения скорости передачи информации. Информация, передаваемая в таких системах, не имеет видимого смысла и не может быть исправлена оператором. Для систем обмена информацией характерны жесткие требования к темпу поступления информации, так как время, отводимое для передачи данных от данного источника к потребителю, строго лимитируется. Поскольку одно и то же устройство зачастую выступает и как источник информации и как ее потребитель (например, две связанные между собой ЭВМ), трудно выделить преимущественные направления передачи, движение информации в таких системах представляет собой обмен данными между различными устройствами.

Естественно, что конкретные системы передачи информации имеют свои особенности, обусловленные назначением системы, однако эти особенности не заслоняют тех общих принципов построения, которые используются при построении многоканальных систем передачи информации. Основной отличительной особенностью многоканальных систем является уплотнение линии связи, обеспечивающее независимую передачу по ней нескольких сообщений с возможностью их последующего разделения на приемной стороне.

Структурная схема многоканальной системы передачи информации

Передачу информации в многоканальной системе можно представить как ряд последовательных операций, которым подвергаются сообщения и сигналы в процессе их движения от источника информации к потребителю. Структурная схема многоканальной системы передачи информации в самом общем случае включает блоки, приведенные на рис. 100. Источники информации U_i вырабатывают сообщения в виде электрических величин (аналоговых или дискретных), которые поступают на входы устройства уплотнения ($УУ$). В результате операции уплотнения образуется одно многоканальное сообщение, заключаю-

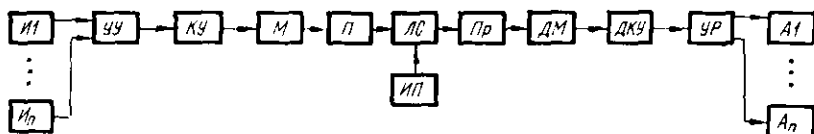


Рис. 100. Структурная схема многоканальной системы передачи информации.

щее в себе информацию, содержащуюся в отдельных канальных сообщениях (уплотнение представляет собой совокупность модуляционных преобразований). Многоканальное сообщение поступает на кодирующее устройство ($KУ$), преобразующее многоканальное сообщение в соответствии с принятым способом кодирования. Способ кодирования выбирается в зависимости от условий передачи. При этом преследуется цель наиболее эффективного использования пропускной способности канала при требуемой помехозащищенности. Следует отметить, что кодирующие устройства чаще используются в системах передачи командной информации, где требуется высокая помехоустойчивость передачи. Закодированное многоканальное сообщение поступает на модулятор M передатчика $П$, где модулирует переносчик — высокочастотную несущую.

При прохождении по линии связи ($ЛС$) сигнал претерпевает искажения, на него накладываются помехи, действующие в различных точках линии связи и имеющие различное происхождение. На схеме, рис. 100, источники помех ($ИП$) условно представлены одним блоком. На приемной стороне сигнал усиливается приемником ($Пр$) и демодулируется демодулятором ($ДМ$), выделяющим многоканальное закодированное сообщение. После декодирования в декодирующем устройстве ($ДКУ$) многоканальное сообщение подается на устройство разделения канальных сигналов (каналов) ($УР$), на выходе которых образуются соответствующие канальные сообщения, поступающие к потребителям информации — абонентам A_i .

Одной из основных задач, возникающих при построении многоканальных систем передачи информации, является такой выбор способа уплотнения и разделения канальных сигналов, при котором обеспечивалось бы наиболее эффективное использование пропускной способности линии связи при минимальном взаимном влиянии отдельных канальных сигналов. Рассмотрим подробнее структуру устройств уплотнения и разделения.

В состав устройства уплотнения (рис. 101) входят канальные преобразователи ($KП_i$) (модуляторы), с помощью которых канальные сообщения преобразуются в канальные сигналы. Переносчиками канальных сообщений являются несущие колебания, в изменениях параметров которых заложена передаваемая информация. В качестве переносчиков могут быть использованы синусоидальные колебания, последовательности импульсов и т. п.

Сигналы с выходов канальных преобразователей поступают в суммирующее устройство ($СМ$), на выходе которого образуется многоканальное сообщение. Таким образом, многоканальное сообщение представляет собой сумму модулированных переносчиков (называемых

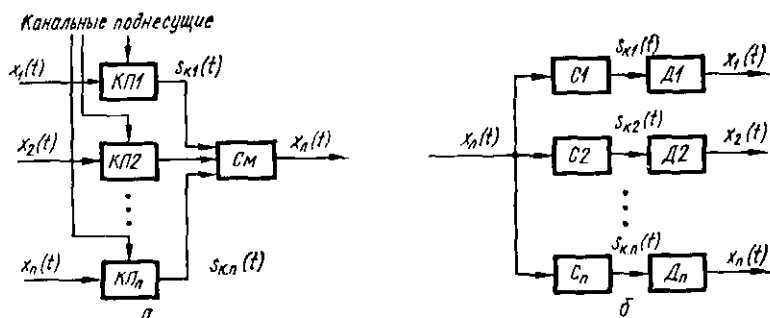


Рис. 101. Структурные схемы: а — устройства уплотнения; б — устройства разделения.

канальными поднесущими). Очевидно, выбор канальных поднесущих следует производить таким образом, чтобы обеспечивалась возможность последующего разделения канальных сигналов на приемной стороне.

Задача разделения канальных сигналов во многом сходна с задачей выделения полезного сигнала из помех, роль которых выполняют сигналы других каналов. Основное отличие состоит в том, что в данном случае известны не только параметры выделяемого сигнала, но и параметры помех (сигналов других каналов). При этом имеется возможность такого выбора канальных сигналов, при котором взаимное мешающее действие канальных сигналов будет минимальным.

Разделение канальных сигналов осуществляется устройством разделения (рис. 100, б), в состав которого входят канальные селекторы (C_i) и демодуляторы (D_i). Многоканальное сообщение $x_n(t)$, представляющее собой сумму канальных сигналов $s_{ki}(t)$,

$$x_n(t) = \sum_{i=1}^n s_{ki}(t), \quad (\text{III-175})$$

подается на входы канальных селекторов. Если действие канального селектора представить некоторым оператором q_j , то процесс разделения можно рассматривать как действие оператора q_j на многоканальное сообщение $x_n(t)$. Поскольку селектор j -го канала должен выделять лишь канальный сигнал $s_{kj}(t)$, процесс разделения можно характеризовать следующими соотношениями:

$$q_j x_n(t) = q_j \sum_{i=1}^n s_{ki}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j, \\ s_{kj}(t) & \text{при } i = j. \end{cases} \quad (\text{III-176})$$

В этом случае селектор будет выделять сигналы, соответствующие данному каналу, и не будет реагировать на сигналы остальных каналов. Демодуляторы D_i выделяют канальные сообщения $x_{ki}(t)$.

Выясним, какими свойствами должны обладать канальные сигналы, чтобы обеспечивалось их оптимальное разделение.

Некоторые вопросы разделения канальных сигналов

Условия разделимости канальных сигналов могут быть сформулированы на основании геометрической или аналитической теорий различения сигналов, дающих принципиально одинаковые результаты. Воспользуемся выводами аналитической теории, разработанной Д. В. Агеевым, согласно которой необходимым и достаточным условием разделимости сигналов $s_{ki}(t)$ является условие их линейной независимости. Это условие состоит в том, что равенство

$$\sum_{i=1}^n a_i s_{ki}(t) = 0 \quad (\text{III-177})$$

возможно в том, и только в том, случае, когда все коэффициенты a_i одновременно равны нулю. Линейнонезависимой будет такая система канальных сигналов $s_{ki}(t)$, при которой ни один из канальных сигналов не может быть получен линейной комбинацией остальных.

Если (III-177) удовлетворяется при отличных от нуля коэффициентах a_i , то канальные сигналы $s_{ki}(t)$ будут линейнозависимыми.

Если функции $s_{ki}(t)$ определены на интервале $0 \leq t \leq T$, условие их линейной независимости дается теоремой Грама, согласно которой для того, чтобы функции $s_{k1}(t)$, $s_{k2}(t)$... были линейнонезависимыми, необходимо и достаточно, чтобы был отличен от нуля определитель матрицы

$$\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix}, \quad (\text{III-178})$$

элементы которой определяются из соотношения

$$a_{ij} = \int_0^T s_{ki}(t) s_{kj}(t) dt. \quad (\text{III-179})$$

Определитель указанной матрицы называется определителем Грама.

Частным случаем линейной независимости функций является их ортогональность. Условие ортогональности функций записывается следующим образом:

$$\frac{1}{T} \int_0^T p(t) s_{ki}(t) s_{kj}(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j, \\ k_j^2 & \text{при } i = j, \end{cases} \quad (\text{III-180})$$

где $p(t)$ — некоторая фиксированная неотрицательная функция, не зависящая от i и j и равная в большинстве случаев 1; k_j^2 — постоянная величина, пропорциональная средней мощности канального сигнала с индексом j .

Ортогональность функций $s_{ki}(t)$ является достаточным, но не необходимым условием их разделения.

Таким образом, в качестве канальных сигналов, используемых в многоканальной системе передачи информации, необходимо использо-

вать линейнонезависимые или ортогональные сигналы, удовлетворяющие условиям (III-177) или (III-180). Рассматривая (III-176), отметим, что селекцию канальных сигналов можно осуществить, например, в том случае, если построить селектор как устройство, умножающее функцию $x_n(t)$ на функцию $b_i(t)$, ортогональную всем канальным функциям, кроме $s_{ki}(t)$, с последующим интегрированием. При общем принципе действия и множимом $x_n(t)$ канальные селекторы будут отличаться лишь множителем $b(t)$.

Система функций $b(t)$ называется взаимной (или биортогональной) по отношению к функциям $s_k(t)$. Обычно система канальных сигналов связана с взаимной системой функций $b(t)$ следующим соотношением:

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_{ki}(t) \cdot b_j(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j, \\ A_i & \text{при } i = j, \end{cases} \quad (\text{III-181})$$

где A_i — некоторая величина, зависящая от сообщения, передаваемого по j -му каналу.

Многоканальная система с линейнонезависимыми канальными сигналами

Указанный способ разделения канальных сигналов используется в многоканальной системе с линейнонезависимыми канальными сигналами, структурная схема которой приведена на рис. 102.

В качестве канальных поднесущих используются линейнонезависимые функции $e_i(t)$, вырабатываемые генератором линейнонезависимых функций (ГЛНФ). Канальные поднесущие подаются на канальные преобразователи $K\Pi_i$, где перемножаются с напряжениями X_{ki} , представляющими собой квантованные значения канальных сообщений $x_{ki}(t)$. Квантование канальных сообщений осуществляется квантователями (K), управляемыми синхронизирующим сигналом $e_s(t)$, поступающим от ГЛНФ. В результате на выходах канальных преобразователей формируются канальные сигналы

$$s_{ki}(t) = X_{ki}e_i(t). \quad (\text{III-182})$$

Все канальные сигналы и сигнал синхронизации суммируются суммирующим устройством. При этом образуется многоканальное сообщение $x_n(t)$, передаваемое далее одним из способов по ЛС. На приемной стороне выделенное многоканальное сообщение $x_n(t)$ будет отличаться от переданного вследствие действия помех в линии связи и собственных шумов приемной аппаратуры.

Разделяющее устройство состоит из генератора взаимных функций (ГВФ), формирующего совокупность сигналов $b_i(t)$, удовлетворяющих (III-181), устройств умножения $У$ взаимных функций $b_i(t)$ на принятое многоканальное сообщение $x_n(t)$ и блоков интегрирования полученных произведений (БИ). Запуск генератора взаимных функций осуществляется сигналом синхронизации, выделенным с помощью селектора синхронизирующего сигнала (ССС) из передаваемого многоканального сообщения. По истечении времени интегрирования T на

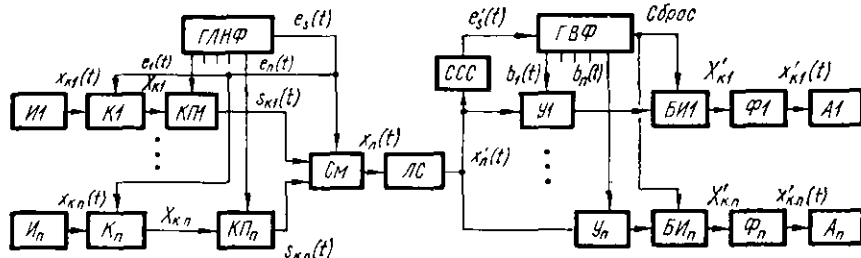


Рис. 102. Структурная схема многоканальной системы с линейнонезависимыми сигналами.

выходах интеграторов появляются напряжения, пропорциональные значениям сообщений X'_{ki} в моменты квантования. Получение аналогового сообщения $x'_k(t)$ осуществляется с помощью фильтров Φ с шириной полосы пропускания, равной ширине спектра передаваемого сообщения. После приема отсчетных значений сообщений $x_k(t)$ БИ подготавливаются к новому циклу приема информации.

Определим выходной сигнал на выходе одного из каналов многоканальной системы. Полагая, что помехи в системе являются аддитивными, принятое многоканальное сообщение $x'_n(t)$ можно определить следующим образом:

$$x'_n(t) = x_n(t) + n(t) = \sum_{i=1}^n s_{ki}(t) + n(t). \quad (\text{III-183})$$

В процессе разделения канальных сигналов в каждом канале производится вычисление функции, определяющей сигнал на выходе устройства разделения:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T x'_n(t) b_k(t) dt &= \frac{1}{T} \int_0^T [x_n(t) + n(t)] b_k(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T s_{kk}(t) b_k(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n s_{ki}(t) b_k(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T n(t) b_k(t) dt. \end{aligned} \quad (\text{III-184})$$

В выходном сигнале можно выделить три составляющие. Первая составляющая определится сообщением, передаваемым по данному каналу:

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_{kk}(t) b_k(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T X_{kk} e_k(t) b_k(t) dt = X_{kk}. \quad (\text{III-185})$$

Вторая составляющая определит взаимные помехи от всех каналов U_{nk} , прошедшие на выход данного канала (перекрестные помехи):

$$U_{nk} = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n s_{ki}(t) b_k(t) dt. \quad (\text{III-186})$$

Третья составляющая представляет собой аддитивный шум, прошедший на выход данного канала:

$$U_{mk} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T n(t) b_k(t) dt. \quad (\text{III-187})$$

Уровень взаимных помех в многоканальной системе характеризует качество выбранного способа уплотнения и разделения сигналов. В работах А. А. Харкевича показано, что минимум перекрестных помех достигается в том случае, когда каналные сигналы не коррелированы. Многоканальные системы с линейнонезависимыми неортогональными каналными сигналами обладают худшими точностными характеристиками и имеют больший уровень шумов по сравнению с системами, использующими ортогональные каналные сигналы.

Многоканальные системы с взаимноортогональными каналными сигналами

Многоканальные системы с ортогональными каналными сигналами обладают рядом преимуществ перед системами с неортогональными линейнонезависимыми каналными сигналами, вследствие чего широко используются для передачи дискретной и непрерывной информации. Следует отметить простоту устройств уплотнения и разделения, возможность оптимального разделения каналных сигналов и выделения их на фоне флуктуационной помехи. Известно много классов функций, удовлетворяющих условию ортогональности (III-180). Синусоидальные и косинусоидальные функции ортогональны на интервале, включающем целое число периодов. Ортогональными являются некоторые полиномиальные функции времени, к числу которых относятся полиномы Лежандра, Эрмита, Чебышева, Якоби. Однако в настоящее время наибольшее распространение в качестве каналных сигналов получили функции с неперекрывающимся частотным спектром и функции, неперекрывающиеся во времени. Оба вида функций удовлетворяют условиям ортогональности, а системы, использующие такие функции в качестве каналных сигналов, отличаются простотой аппаратуры и высокими эксплуатационными показателями. Многоканальные системы, использующие в качестве каналных сигналов функции с неперекрывающимся спектром, называются системами с частотным разделением каналных сигналов. В системах с временным разделением используются функции, неперекрывающиеся во времени.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

В системах с частотным разделением каналных сигналов при передаче производится преобразование (перенос) спектра каналных сообщений. Разделение сигналов на приемном конце осуществляется с помощью частотных фильтров, пропускающих лишь спектр частот, соответствующих данному каналу. Перенос спектра сообщений осу-

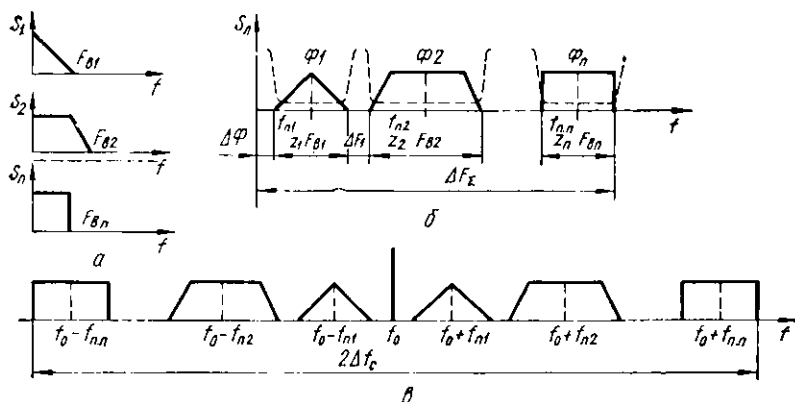


Рис. 103. Перенос спектров при уплотнении в системе с частотным разделением.

посредством канальных преобразователей в процессе модуляции поднесущих частот (см. с. 186) канальными сообщениями. Выбор поднесущих частот производится таким образом, чтобы спектры получаемых канальных сигналов не перекрывались между собой. Условно перенос спектра канальных сообщений при модуляции показан на рис. 103, а, структурная схема системы с частотным разделением канальных сигналов приведена на рис. 104.

Канальные сообщения $x_{ki}(t)$ (их спектры показаны на рис. 103, а) подаются на входы канальных преобразователей — модуляторов M_i , на вторые входы которых подаются колебания поднесущих частот f_{ni} , вырабатываемые генератором канальных поднесущих (ГКП). В результате модуляции поднесущих частот образуются канальные сигналы $s_{ki}(t)$, спектры которых при правильном выборе поднесущих частот не перекрываются (рис. 103, б). Частотные фильтры Φ_i дополнительно формируют спектры канальных сигналов, подавая высшие гармонические составляющие, которые возникают из-за нелинейности тракта передачи и модулятора. Характеристики Φ_i показаны штриховыми линиями на рис. 103, б. Полученные таким образом ортогональные канальные сигналы (модулированные поднесущие) складываются в суммирующем устройстве $СМ$, образуя многоканальное сообщение $x_n(t)$, которое передается по линии связи. Обычно передача осуществляется на высокой несущей частоте f_0 . Спектр высокочастотного сигнала

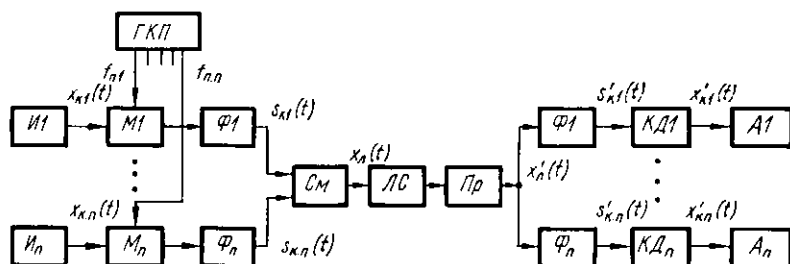


Рис. 104. Структурная схема многоканальной системы с частотным разделением каналов.

представлен на рис. 103, в. Принятый высокочастотный сигнал усиливается и демодулируется в *Пр*, а многоканальное сообщение $x_n(t)$ поступает на вход устройства разделения канальных сигналов. Разделение канальных сигналов осуществляется с помощью Φ_i , характеристики которых идентичны характеристикам фильтров, используемых в аппаратуре уплотнения. Выделенные канальные сигналы демодулируются канальными демодуляторами (*КД*), а сформированные канальные сообщения $x_{ki}(t)$ поступают к потребителям *Л*.

В рассмотренной системе осуществляется параллельный анализ многоканального сообщения $x_n(t)$ с помощью фильтров, число которых равно числу каналов. Принципно для разделения канальных сигналов возможно использование последовательного метода анализа многоканального сообщения $x_n(t)$ с применением одного перестраиваемого частотного фильтра, частота настройки которого периодически изменяется так, что в определенные моменты времени фильтр оказывается настроенным на частоты соответствующих каналов. При последовательном анализе колебания $x_n(t)$ можно использовать фильтр с фиксированной настройкой, а перемещать спектр многоканального сообщения относительно частоты настройки фильтра. В обоих случаях получаемые результаты одинаковы, но второй способ аппаратурно реализуется проще.

Следует отметить, что в системах с частотным разделением канальных сигналов применим любой вид модуляции поднесущих частот (АМ, ФМ или ЧМ) или даже совместное применение нескольких видов одновременно, если только при этом выполняются условия ортогональности, т. е. спектры канальных сигналов не перекрываются. Использование нескольких видов модуляции на одной поднесущей частоте дает возможность увеличить число каналов без существенного расширения полосы частот всей системы. Найдем связь между полосой частот многоканальной системы Δf_c и количеством каналов. Согласно рис. 103, в, можно записать

$$2\Delta f_c = Z\Delta F_\Sigma = Z \left[\sum_{i=1}^n z_i F_{ni} + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta F_i + \Delta\Phi \right], \quad (\text{III-188})$$

где F_{ni} — верхняя граничная частота сообщения *i*-го канала;
 Z и z_i — коэффициенты расширения спектра, зависящие от используемого способа модуляции поднесущей и несущей частот (при обычной АМ $z_i = 2$);

ΔF_i — частотный интервал между спектрами соседних каналов;

$\Delta\Phi$ — нижняя граничная частота многоканального сообщения.

Для случая, когда $F_{n1} = F_{n2} = \dots = F_{ni} = \dots = F_{nn} = F_n$ и $\Delta F_1 = \Delta F_2 = \dots = \Delta F_n = \Delta F$ и одинаковых видах модуляции во всех каналах, число каналов определится

$$n = \frac{2\Delta f_c + (\Delta F - \Delta\Phi) Z}{Z(zF_n + \Delta F)} \approx \frac{2\Delta f_c}{Z(zF_n + \Delta F)}. \quad (\text{III-189})$$

Очевидно, что увеличение числа каналов без расширения общей полосы частот возможно при применении систем модуляции с малой

величиной коэффициента расширения спектра (например, однополосной АМ), а также путем улучшения селективности фильтров, что дает возможность уменьшить величину частотного интервала ΔF между отдельными каналами.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

В системах с временным разделением в качестве канальных сигналов используются сигналы, неперекрывающиеся во времени. Получение канальных сигналов, обладающих этим свойством, осуществляется путем модуляции неперекрывающихся во времени импульсных последовательностей, используемых в качестве канальных поднесущих. Канальные поднесущие формируются с помощью распределителей импульсов из одной импульсной последовательности, чем обеспечивается надежное выполнение условий ортогональности канальных сигналов. Поскольку используются импульсные поднесущие, в линию связи поступают отсчетные значения непрерывных сообщений $x_{ki}(t)$, взятые в дискретные моменты времени. Для обеспечения при приеме восстановления непрерывных сообщений по дискретным отсчетам с заданной точностью необходимо выбирать частоту импульсных поднесущих в соответствии с частотным спектром канальных сообщений. При этом должны удовлетворяться требования выбранного критерия отсчетов (стр. 24 ÷ 32). Структурная схема системы с временным разделением канальных сигналов приведена на рис. 105, а временные диаграммы на рис. 106.

Непрерывные сообщения $x_{ki}(t)$ поступают на входы канальных преобразователей — импульсных модуляторов ($ИМ_i$), на вторые входы которых подаются импульсные последовательности, используемые в качестве канальных поднесущих. Формирование поднесущих, а также сигналов синхронизации осуществляется генератором канальных поднесущих ($ГКП$) путем распределения по $n + 1$ выходам импульсов высокочастотной последовательности, т. е. путем деления частоты высокочастотной последовательности на $n + 1$.

На выходах канальных преобразователей образуются канальные сигналы, удовлетворяющие условиям ортогональности. Они суммируются с сигналом синхронизации в $СМ$, формируя при этом многоканальное сообщение $x_n(t)$.

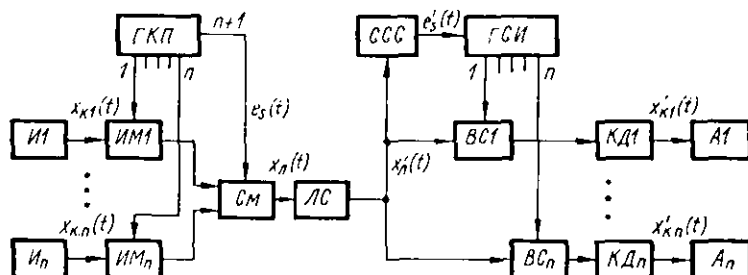


Рис. 105. Структурная схема многоканальной системы с временным разделением каналов.

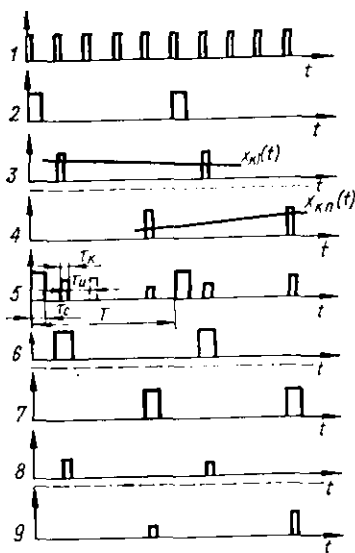


рис. 106. Временные диаграммы системы с временным разделением каналов: 1 — ВЧ-импульсная последовательность; 2 — синхрими́мпульсы; 3 — импульсная несущая и сообщение 1 канала; 4 — импульсная поднесущая и сообщение n канала; 5 — сигнал на выходе сумматора и входе устройства разделения; 6 — селекторные импульсы 1 канала; 7 — селекторные импульсы канала; 8 — сигнал на выходе 1 канала; 9 — сигнал на выходе селектора n канала.

адресации сообщений и фактически означает сбой в работе системы в целом. Искажения канальных сигналов обуславливают ошибку в работе лишь одного канала.

Определим число каналов n в системе с временным разделением (рис. 106). Период следования импульсов канальных поднесущих T , определяющий частоту взятия отсчетов канальных сообщений, можно представить в виде следующей суммы:

$$T = \tau_c + \tau_n + n(\tau_k + \tau_n), \quad (\text{III-190})$$

где τ_c — длительность сигнала синхронизации;

τ_n — величина интервала между импульсами поднесущих;

τ_k — длительность импульсов канальных поднесущих.

Период следования канальных импульсов определяется верхней граничной частотой передаваемых сообщений

$$T = \frac{1}{\mu F}, \quad (\text{III-191})$$

где μ — коэффициент, минимальное значение которого по теореме Котельникова равно 2. При совместном использовании выражений

На приемном конце выделенное многоканальное сообщение поступает на вход устройства разделения, где из него выделяется сигнал синхронизации с помощью ССС. Синхросигнал запускает генератор селекторных импульсов (ГСИ), который вырабатывает n стробирующих импульсов, управляющих работой временных селекторов $ВС_i$. Селекторы открываются и подключают вход канального демодулятора $КД_i$ к выходу приемного устройства лишь на время действия стробирующего импульса (рис. 106). С выходов канальных демодуляторов сообщения поступают к абонентам A_i . Для правильного разделения каналов необходимо, чтобы каждый канальный селектор открывался во время действия на его входе импульса канальной поднесущей, а все остальное время был закрыт. Это достигается путем передачи совместно с канальными сигналами сигнала синхронизации, свойства которого заранее известны на приемной стороне и существенно отличаются от свойств канальных сигналов, что обеспечивает его надежное выделение. При искажении синхронизирующих сигналов нарушается работа устройства разделения, что приводит к неправильной

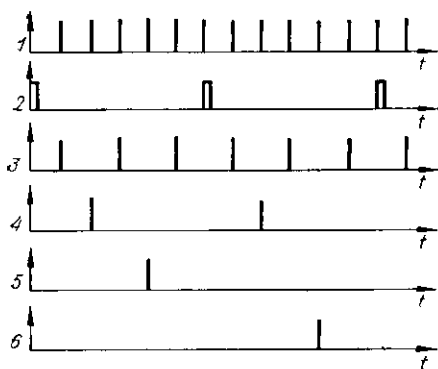


Рис. 108. Формирование поднесущих в системе с различной пропускной способностью: 1 — ВЧ-импульсная последовательность; 2 — синхриимпульсы; 3—6 поднесущие 1, 2, 3, 4 каналов

канальной поднесущей («быстрого» канала). Разделение каналов, характеризующихся пониженной частотой канальных поднесущих («медленных» каналов), производится путем деления частоты генератора селекторных импульсов в необходимое число раз с помощью вспомогательного РИ.

Как видно, отношение пропускных способностей образованных таким образом каналов передачи информации равняется $3 : 1 : 1/2$. Используя данный метод, можно повышать эффективность передачи сообщений с различными частотными спектрами за счет лучшего согласования информационной производительности источников и пропускной способности каналов передачи.

ВОЗМОЖНОСТИ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО УПЛОТНЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Увеличение числа каналов в многоканальной системе может быть достигнуто путем дополнительного уплотнения отдельных каналов. Дополнительное уплотнение может быть осуществлено как в системах с частотным, так и в системах с временным разделением канальных сигналов. Для увеличения числа каналов можно использовать одновременную модуляцию канальных поднесущих по нескольким параметрам. Например, в системах с частотным разделением возможна амплитудная модуляция поднесущей сообщением одного источника и частотная или фазовая — сообщением другого источника. В системах с временным разделением возможно использование АИМ и ШИМ для передачи сообщений от двух источников. Практически используется двукратная модуляция поднесущих частот. При этом общее число каналов может быть увеличено в 2 раза без существенного расширения полосы частот, занимаемой системой. Как правило, дополнительному уплотнению подвергаются каналы, использующие широкополосные виды модуляции ЧМ, ШИМ и др. Фрагменты структурных схем многоканальных систем с дополнительным уплотнением каналов приведены на рис. 109, а, б для систем с частотным и временным разделением.

вспомогательного распределителя импульсов (РИ). Соотношение между частотами поднесущих отдельных каналов показано на рис. 108.

В процессе работы системы осуществляется амплитудная модуляция поднесущих с последующим их суммированием (как и в рассмотренной ранее системе). При разделении канальных сигналов на приемной стороне ряд выходов генератора селекторных импульсов объединяется, а импульсы с объединенного выхода подаются на селектор канала с повышенной частотой

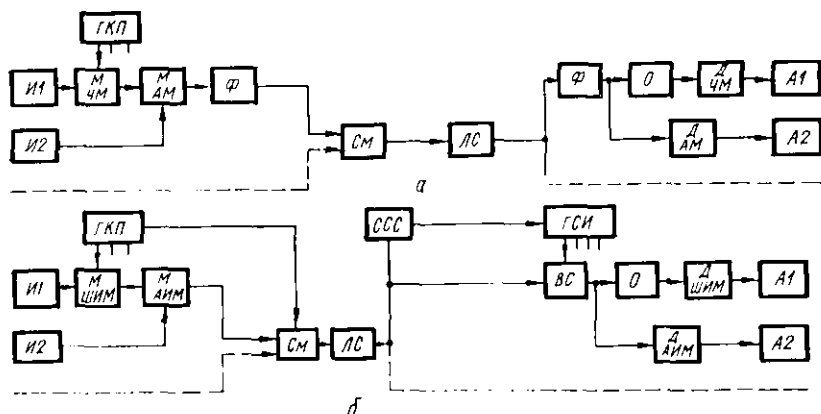


Рис. 109. Многоканальные системы с двукратной модуляцией.

В обеих системах на первой ступени используется такой вид модуляции, при котором амплитуда поднесущей не изменяется (ЧМ и ШИМ). На второй ступени используется амплитудная модуляция непрерывной или импульсной поднесущей. Сформированные таким образом каналные сигналы суммируются и образуется многоканальное сообщение. На приемной стороне производится разделение каналных сигналов с помощью частотных фильтров (Ф) или временных селекторов (ВС). Разделение сообщений, передаваемых по уплотненному каналу, производится с использованием нелинейных устройств — ограничителей амплитуды 0. Выделение сообщений, передаваемых методом амплитудной модуляции, осуществляется обычным детектированием, поскольку амплитудные детекторы нечувствительны к изменениям частоты колебаний или длительности импульсов (в определенных пределах). Для исключения влияния амплитудной модуляции в обеих системах используются ограничители амплитуды сигналов, а при передаче ограничивается максимальная глубина модуляции поднесущих (непрерывных и импульсных). С выхода ограничителей колебания постоянной амплитуды подаются на соответствующие детекторы (ЧМ или ШИМ), выделяющие передаваемые каналные сообщения. Следует отметить, что использование двукратной модуляции поднесущих может привести к увеличению уровня перекрестных помех.

Рассмотренный способ дополнительного уплотнения не является единственным. Так, например, для передачи «медленных» сообщений возможно уплотнение одного из каналов стандартной системы обычными методами частотного или временного уплотнения. При этом как бы образуется система в системе. Применяется также комбинированное уплотнение, при котором «медленные сообщения» первоначально уплотняются методом временного уплотнения, а затем уплотненное таким способом сообщение модулирует каналную поднесущую одного из каналов системы с частотным разделением.

В заключение отметим, что выбор той или иной системы определяется характером решаемой задачи, метрологическими и другими характеристиками многоканальной системы.

Многоканальные цифровые системы передачи информации

Использование цифровых систем передачи информации позволяет решить большой комплекс задач с обеспечением высокой точности и быстродействия систем передачи, высокой помехоустойчивости. Цифровые методы могут быть использованы и для передачи непрерывных сообщений. Для этого достаточно дискретизировать непрерывное сообщение во времени в соответствии с выбранным критерием отсчетов и заменить отсчетные значения непрерывных сообщений квантованными значениями или закодировать их. При известном уровне помех и искажений в приемопередающем тракте систему передачи информации можно выполнить таким образом, что шумы квантования будут единственной помехой.

Вследствие большой помехоустойчивости цифровые системы широко используются при передаче сообщений с большим числом операций переприема в промежуточных пунктах, а также при передаче различного рода данных на вычислительные комплексы, осуществляющие обработку информации, управление технологическими процессами, объектами, находящимися на больших (космических) расстояниях.

Цифровую информацию можно передавать с помощью многих известных способов модуляции (АИМ, ШИМ, ФИМ) и с помощью специальных методов, разработанных для передачи цифровой информации.

Например, передачу квантованных непрерывных сообщений можно рассматривать как кодирование кодом, основание которого определяется числом уровней квантования. Уже в этом случае удастся выделить некоторые преимущества цифровых способов передачи информации. При уровне помех, вызывающем изменение амплитуды квантованных сигналов, не превышающем половины шага квантования, применением устройств регенерации можно восстанавливать искаженные значения сообщений, заменяя их значениями ближайших уровней квантования. При этом полностью устраняются искажения, обусловленные помехами и несовершенством аппаратуры приемопередающего тракта.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С КОДОВО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ (КИМ)

В системах передачи информации, использующих кодирование отсчетных значений сообщений, помехоустойчивость может быть еще более высокой, поскольку при передаче используется ограниченное число символов кода (обычно 2). Такие системы, называемые системами с кодово-импульсной модуляцией (КИМ), обладают так называемым пороговым эффектом. Пороговый эффект проявляется в том, что шумы и помехи практически не влияют на качество передачи информации до тех пор, пока отношение сигнала к шуму превышает некоторое пороговое значение. Например, если превышение уровня сигнала над помехой при передаче выбрано больше 5 (по напряженности), то влияние флуктуационных помех будет пренебрежимо малым (I-117). Это позволяет применять устройства регенерации искаженных символов. Кодово-импульсная модуляция обеспечивает высокую точность передачи, большую скорость и быстродействие, превосходя по этим

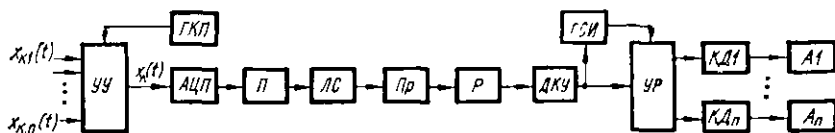


Рис. 110. Структурная схема многоканальной системы с кодово-импульсной модуляцией.

параметрам другие способы модуляции. В многоканальных системах с КИМ могут быть использованы практически все известные методы уплотнения и разделения канальных сигналов (частотный, временной и т. д.). К числу факторов, ограничивающих применение систем с кодово-импульсной модуляцией, относятся трудности построения и сложность кодирующих и декодирующих устройств. Однако в настоящее время с использованием интегральной техники эти трудности успешно преодолеваются. Тем не менее сейчас относительно редко используется кодирование отдельных канальных сообщений, обычно стремятся использовать одно кодирующее устройство для кодирования многоканального сообщения $x_d(t)$.

Упрощенный вариант многоканальной системы с КИМ приведен на рис. 110. Канальные сообщения подаются на устройство уплотнения (УУ), где осуществляется амплитудно-импульсная модуляция и суммирование канальных сигналов. Многоканальное сообщение подается на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), преобразующий отсчетные значения сообщения $x_d(t)$ в кодовые комбинации. Закодированное таким образом многоканальное сообщение с помощью передатчика (П) передается по линии связи. На приемной стороне после усиления и демодуляции в приемнике Пр кодовые комбинации восстанавливаются регенератором (Р) и декодируются ДКУ. После декодирования устройство разделения канальных сигналов УР выделяет канальные сигналы, которые демодулируются и поступают к потребителям информации — абонентам.

Поскольку в системах с кодово-импульсной модуляцией используется два символа кода для передачи сообщений, то система с КИМ характеризуется постоянным отношением сигнала к шуму.

ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ

Дельта-модуляцию можно рассматривать как частный вид КИМ, при которой используется одnorазрядный двоичный код. При дельта-модуляции по каналу связи передается не сама функция сообщения, а лишь информация о знаке приращения канального сообщения. При этом в зависимости от знака приращения в канал поступают импульсы положительной или отрицательной полярности и постоянной амплитуды. Восстановление передаваемого сообщения производится путем суммирования (интегрирования) на приемном конце поступающих импульсов. Образование сигнала при дельта-модуляции можно рассмотреть с помощью рис. 111, а, б, где представлены структурная схема системы с дельта-модуляцией и временные диаграммы.

В рассматриваемой системе непрерывное сообщение $x(t)$ аппроксимируется ступенчатой функцией $x'(t)$, приближенно соответствующей

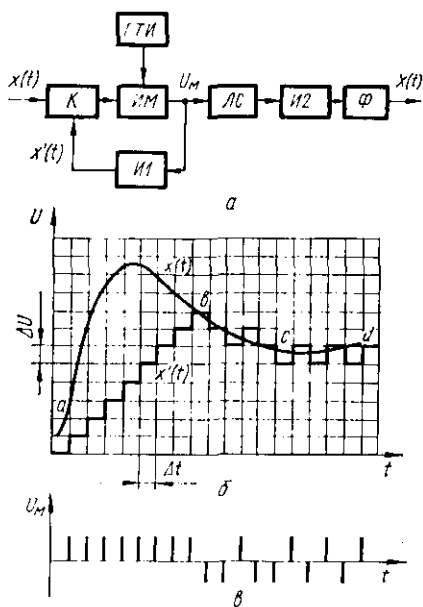


Рис. 111. К принципу дельта-модуляции.

ти напряжение на выходе интегратора уменьшается также на величину ΔU . В результате этого на выходе интегратора формируется ступенчатая следящая функция $x'(t)$. Если сообщение $x(t)$ не изменяется во времени, выходной сигнал импульсного модулятора будет представлять собой последовательность чередующихся положительных и отрицательных импульсов (рис. 111, б, участок $c - d$).

Образованный таким образом дельта-модулированный сигнал (рис. 111, в) с выхода импульсного модулятора подается в ЛС. На приемной стороне дельта-модулированный сигнал поступает на интегратор, аналогичный интегратору, установленному в передающем устройстве. Интегратор И2 формирует ступенчатый сигнал $x'(t)$, аппроксимирующий передаваемое сообщение. Этот сигнал, проходя через фильтр нижних частот Φ , сглаживается, в результате чего образуется непрерывное сообщение, близкое к исходному.

При дельта-модуляции наблюдаются искажения, обусловленные двумя причинами. Первой причиной искажений является шум квантования (рис. 111, б, участок $b - c - d$). Второй причиной являются перегрузки, возникающие в тех случаях, когда скорость изменения входного сообщения $x(t)$ превышает среднюю скорость изменения следящего ступенчатого сигнала (рис. 111, б, участок $a - b$). Искажения, обусловленные квантованием сообщения, принципиально неустраняемы. Их можно лишь уменьшить путем уменьшения величины шага квантования.

Устранить перегрузку можно увеличением шага квантования по

передаваемому сообщению. Аппроксимирующий сигнал формируется интегратором И1, связанным с выходом импульсного модулятора (ИМ). Компаратор (К) осуществляет сравнение аппроксимирующей функции $x'(t)$ и передаваемого сообщения, вырабатывая в зависимости от знака разности $x(t) - x'(t)$ сигнал положительной или отрицательной полярности. Сигнал сравнения подается на импульсный модулятор, на второй вход которого поступают импульсы от ГТН.

В зависимости от знака разности импульсы на выходе импульсного модулятора имеют положительную или отрицательную полярность. Импульсы положительной полярности увеличивают напряжение на выходе интегратора $x'(t)$ на величину ΔU , равную шагу квантования по уровню, при поступлении импульсов отрицательной полярности

уровню или увеличением частоты генератора тактовых импульсов — частоты отсчетов. Увеличение шага квантования приводит к росту шума квантования, а увеличение частоты отсчетов вызывает расширение полосы частот тракта передачи и как следствие — уменьшение числа каналов в многоканальной системе. Поэтому обычно принимается компромиссное решение. Чтобы избежать искажений, обусловленных перегрузкой, необходимо, чтобы средняя скорость изменения следящего сигнала $x'(t)$ не была меньше, чем максимальная скорость изменения сообщения $x(t)$, т. е.

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} \geq \left| \frac{dx(t)}{dt} \right|_{\max}, \quad (\text{III-193})$$

где Δt — интервал между отсчетами непрерывного сообщения $x(t)$.

Величина ΔU определяется необходимым числом уровней квантования m и может быть найдена как частное от деления ширины динамического диапазона сообщения $x(t)_{\max} - x(t)_{\min}$ на число уровней m :

$$\Delta U = \frac{x(t)_{\max} - x(t)_{\min}}{m}. \quad (\text{III-194})$$

При совместном использовании (III-193) и (III-194) получаем

$$\Delta t = \frac{x(t)_{\max} - x(t)_{\min}}{m \left| \frac{dx(t)}{dt} \right|_{\max}}. \quad (\text{III-195})$$

Если учесть, что $\Delta t = \frac{1}{F_{\text{ГТИ}}}$, то можно определить частоту генератора тактовых импульсов:

$$F_{\text{ГТИ}} \geq \frac{m \left| \frac{dx(t)}{dt} \right|_{\max}}{x(t)_{\max} - x(t)_{\min}}. \quad (\text{III-196})$$

Обычно величину $F_{\text{ГТИ}}$ выбирают из условия равенства левой и правой части (III-196). Практически частота ГТИ может быть определена по приближенной формуле:

$$F_{\text{ГТИ}} \approx 2mF_v, \quad (\text{III-197})$$

где F_v — верхняя граничная частота передаваемого сообщения $x(t)$.

Недостатком систем с дельта-модуляцией является зависимость динамического диапазона сообщения $x(t)$ от его спектра (при постоянстве $F_{\text{ГТИ}}$), что следует из (III-196). Другим недостатком является накопление искажений под действием случайных и импульсных помех. В результате превышения помехой определенного уровня выходной сигнал интегратора может увеличиться или уменьшиться на ΔU . Этот недостаток устраняется периодической корректировкой принимаемого сигнала.

По показателям системы с дельта-модуляцией близки к системам с кодово-импульсной модуляцией, однако отличаются от систем с КИМ большей простотой аппаратуры.

В многоканальных цифровых системах передачи информации широко используется комбинационный метод разделения канальных сигналов. При комбинированном разделении в линию связи поступают не канальные сигналы, а кодовые комбинации, соответствующие различным сочетаниям канальных сигналов. Принцип комбинационного разделения можно понять на примере двухканальной системы, по каналам которой передается информация двоичным кодом. Поскольку в каналах используется лишь два символа кода, число возможных сочетаний канальных символов будет равно четырем (табл. 16)

Уплотнение каналов с использованием обычного суммирования канальных сигналов нецелесообразно, поскольку разделение полученного таким образом многоканального сообщения невозможно. Например, комбинациям 2 и 3 соответствует одинаковый сигнал, равный единице. Разделение каналов можно произвести в том случае, если в линию передавать не суммарный сигнал, а номер комбинации, который однозначно определит канальные символы. При двоичном кодировании число различных кодовых комбинаций M определится

$$M = 2^n, \quad (\text{III-198})$$

где n — число каналов.

Таким образом, при комбинационном разделении сигнал, передаваемый по линии связи, лишь отображает номер комбинации канальных символов, что позволяет по известному правилу соответствия номеров и комбинаций символов восстанавливать канальные сообщения.

В многоканальных цифровых системах передачи информации с комбинационным разделением фазовая манипуляция используется не для разделения каналов, а для различения номеров комбинаций. Сигналы в линии связи, отображающие комбинации канальных символов, передаются на одной частоте, имеют одинаковую амплитуду, но отличаются фазовым сдвигом, величина которого определяется выражением

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{M} = \frac{2\pi}{2^n}. \quad (\text{III-199})$$

Поскольку передача информации в системах с фазовой манипуляцией производится на одной частоте, то эти системы являются узкополосными и характеризуются наибольшей скоростью передачи

Таблица 16

Номер комбинации	1	2	3	4
Символы I канала	0	0	1	1
Символы II канала	0	1	0	1
Сумма символов	0	1	1	2

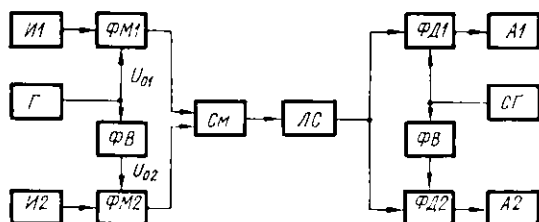


Рис. 112. Структурная схема двухканальной системы с абсолютной фазовой манипуляцией.

информации, отнесенной к единице полосы частот, занимаемой системой. В системах передачи двоичных сигналов обычно ограничиваются полосой пропускания канала, обеспечивающей передачу первых гармоник высшей частоты манипуляции [27]. Системы с фазовой манипуляцией обладают высокой помехоустойчивостью, в особенности, если число каналов в системе невелико. Однако с увеличением числа каналов помехоустойчивость быстро уменьшается. Это связано с уменьшением фазового угла между сигналами в линии (III-199), вследствие чего незначительное изменение фазы линейного сигнала под действием помех может привести к неправильному приему. При этом искажения сообщений могут быть сразу в нескольких каналах. Величина напряжения помехи U_n , при которой может произойти искажение сообщений, определяется по формуле

$$U_n = A_0 \sin \frac{\Delta\varphi}{2} = A_0 \sin \frac{\pi}{2^n}, \quad (\text{III-200})$$

где A_0 — амплитуда сигнала несущей частоты.

Из (III-200) видно, что с ростом числа каналов искажения становятся возможными при малом уровне помех. В настоящее время разработаны двух- и трехканальные системы, использующие метод фазовой манипуляции. Системы с числом каналов $n = 4 \div 5$ находятся в стадии разработки [28]. Структурная схема двухканальной системы с фазовой манипуляцией приведена на рис. 112.

Передача сообщений обоих каналов производится на одной поднесущей частоте, вырабатываемой генератором (Г), однако на манипулятор фазы, установленный во втором канале ФМ2, напряжение поднесущей частоты подается через фазовращатель (ФВ), сдвигающий фазу на 90° . При передаче нулей фаза поднесущих изменяется (манипулируется) на 180° , при передаче единиц фаза не изменяется. В результате этого фаза на выходе манипулятора ФМ1 принимает значения 0° или 180° , а на выходе ФМ2 — 90° или 270° . С выхода манипуляторов каналные сигналы поступают на суммирующее устройство, в результате чего образуется линейный сигнал, фаза которого в зависимости от номера передаваемой комбинации принимает значения 45° , 135° , 225° или 315° (рис. 113, табл. 17).

На приемной стороне разделение каналных сигналов производится с помощью фазовых детекторов ФД1 и ФД2, на которые подается опорное напряжение генератора СГ, колебания которого синхронны и синфазны с колебаниями генератора Г. При этом опорное напряжение

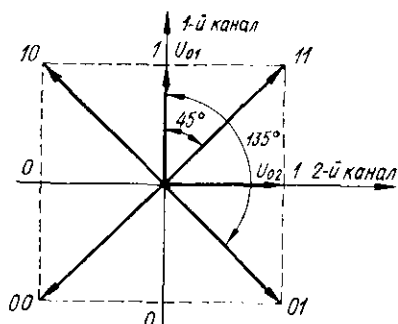


Рис. 113. Векторная диаграмма системы с абсолютной ФМ.

деление канальных сигналов одного канала и подавление сигналов другого канала.

Главной трудностью, возникающей при построении таких систем, является проблема создания опорных напряжений с высокой стабильностью и точностью установки фазы колебаний. Известна, например, схема А. А. Пистолькорса, предусматривающая формирование опорного напряжения из принимаемых сигналов путем удвоения и последующего деления частоты полученных колебаний на 2, однако при больших уровнях помех в такой схеме возможен так называемый «перескок фазы» получаемого опорного напряжения на 180° , в результате чего возникает явление обратной работы системы, когда единицы фиксируются как нули и наоборот. Из-за отмеченных недостатков системы рассмотренного типа, называемые системами с абсолютной фазовой манипуляцией, практического распространения не получили.

От указанных недостатков в значительной мере свободны многоканальные системы с относительной фазовой манипуляцией. Идея метода относительной фазовой манипуляции принадлежит советскому ученому Н. Т. Петровичу. В отличие от абсолютной фазовой манипуляции при относительной фазовой манипуляции изменение фазы каждой посылки сигнала производится относительно фазы предшествующей посылки. В этом случае необходимость в синхронном генераторе (СГ) отпадает, необходимо лишь каким-либо способом зафиксировать значение фазы предыдущей посылки. Относительная фазовая манипуляция используется в системах передачи цифровой информации, разработанных некоторыми зарубежными фирмами [29].

Таблица 17

Номер комбинации	1	2	3	4
Символы I канала	1	0	0	1
Символы II канала	1	1	0	0
Фазовый сдвиг	45°	135°	225°	315°

Таблица 18

Номер комбинации	1	2	3	4
Символы I канала	1	0	0	1
Символы II канала	1	1	0	0
Фазовый сдвиг 1 вариант	0°	90°	180°	270°
Фазовый сдвиг 2 вариант	45°	135°	225°	315°

При относительной фазовой манипуляции могут использоваться два варианта значения фазы последующей посылки относительно предыдущей (табл. 18).

При использовании второго варианта векторная диаграмма сигналов будет совпадать с рис. 113, если направление вектора U_{01} будет совпадать с направлением вектора предыдущей посылки. При использовании первого варианта с вектором предыдущей посылки будет совпадать вектор 11 (рис. 113).

Задающий генератор Γ вырабатывает непрерывную последовательность импульсов с частотой, равной $4f_0$. Импульсы генератора поступают на двухкаскадный триггерный делитель частоты коэффициентом деления каждого каскада, равным 2. В результате деления на выходе образуются прямоугольные импульсы с частотой f_0 . Из этой импульсной последовательности с помощью фильтра Φ выделяется первая гармоника и поступает в линию связи. Манипуляция фазы осуществляется подачей управляющих импульсов в каскады деления частоты в моменты передачи очередных посылок канальных сообщений. Подача управляющего импульса на вход первого каскада делителя частоты $ДЧ1$ вызовет дополнительный переброс триггера в первом каскаде и как следствие — сдвиг фазы сигнала на выходе фильтра в сторону опережения на 90° относительно фазы, предшествовавшей моменту подачи управляющего импульса. При подаче управляющего импульса на вход второго каскада деления частоты $ДЧ2$ фаза сигнала изменится на 180° по сравнению с предыдущим моментом времени (рис. 114, б). Подачей управляющих импульсов в различных комбинациях можно получить одно из четырех

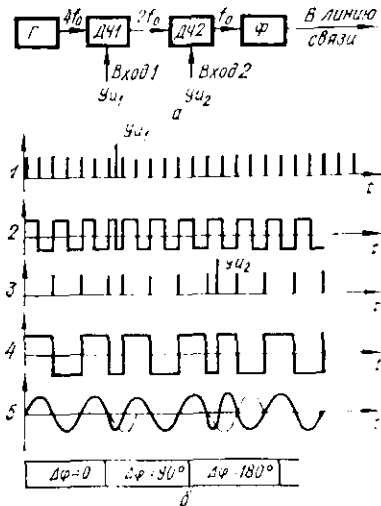


Рис. 114. Формирование сигнала в системе с относительной ФМ: а — структурная схема манипулятора; б — временные диаграммы сигналов: 1 — на входе $ДЧ1$; 2 — на выходе триггера $ДЧ1$; 3 — на входе $ДЧ2$; 4 — на выходе триггера $ДЧ2$; 5 — на выходе фильтра.

Таблица 19

Комбинация	Фазовый сдвиг	Управляющие импульсы	
		Вход ₁	Вход ₂
11	0	нет	нет
01	90°	да	нет
00	180°	нет	да
10	270°	да	да

дискретных значений фазы, приведенных в табл. 19. Нетрудно заметить, что в данном случае минимальное изменение фазы составляет 90° . Для получения фазового сдвига, кратного 45° , следует использовать генератор с частотой $8f_0$ и трехкаскадный делитель частоты.

Таким образом, символы канальных сообщений необходимо преобразовать в управляющие импульсы так, чтобы при комбинации 11 управляющие импульсы

отсутствовали; комбинации 01 соответствовало появление управляющего импульса на входе первого каскада делителя частоты и далее в соответствии с табл. 19.

Данное преобразование осуществляется с помощью преобразователя кода, структурная схема которого приведена на рис. 115. В состав преобразователя кода входят триггеры $Tz1$ и $Tz2$, служащие для запоминания канальных символов, к прямым и инверсным выходам триггеров подключены схемы совпадений $B1$, $B2$, $B3$, реализующие операцию логического умножения. Выходы схем совпадений соединены с входами собирательных схем ИЛИ1 и ИЛИ2, реализующих операцию логического сложения. Выходные сигналы схем ИЛИ управляют работой вентиляей $B4$ и $B5$, пропускающих тактовые импульсы на входы одновибраторов задержки $OB1$ и $OB2$. Время задержки одновибраторов должно быть меньше интервала между счетными импульсами в соответствующих каскадах делителя. При данной конфигурации схемы управляющие импульсы на выходе 1 появляются при наличии на входе комбинаций 01 (в этом случае совпадут единицы на инверсном выходе $Tz1$ и прямом выходе $Tz2$) или комбинации 10 (совпадут единицы на прямом выходе $Tz1$ и инверсном выходе $Tz2$). Легко убедиться, что управляющие импульсы на выходе 2 появятся при поступлении входных комбинаций 00 (совпадение единиц на инверсных выходах $Tz1$ и $Tz2$) или 10 (совпадение единиц на прямом выходе $Tz1$ и инверсном $Tz2$).

Таким образом, при совместном использовании схем, приведенных на рис. 114 и на рис. 115, можно сформировать двухканальный фазово-

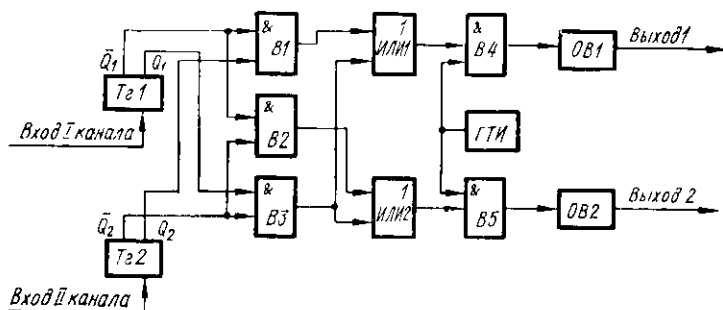


Рис. 115. Структурная схема преобразователя кода.

манипулированный сигнал, причем манипуляция фазы, как следует из рис. 115, осуществляется относительно фазы предыдущей посылки.

Разделение каналов может быть произведено путем сравнения фаз или путем сравнения полярностей принимаемой и предыдущей посылок. В обоих случаях необходимым элементом приемного устройства является запоминающее устройство, в котором хранится информация о параметрах предыдущей посылки. В качестве элементов памяти могут быть использованы триггеры, линии задержки, колебательные системы с высокой добротностью.

Рассмотрим работу разделяющего устройства двухканальной системы с ОФМ, структурная схема которого приведена на рис. 116, а. В качестве элементов памяти здесь использованы электромеханические фильтры с высокой добротностью ЭМФ1 и ЭМФ2. Входной коммутатор К осуществляет последовательное подключение фильтров к линии связи. Частота переключений коммутатора равна частоте следования посылок. В состав устройства входят также фазовые детекторы ФД1 и ФД2 и фазовращатель ФВ, выходное напряжение которого сдвинуто относительно входного на 90° .

При подключении одного фильтра к линии связи (например, ЭМФ1) амплитуда напряжения на его выходе нарастает примерно по линейному закону. По истечении интервала, равного длительности посылки (границы интервалов отмечаются переключающими импульсами Π , рис. 116, б), ЭМФ1 отключается, а к линии подключается фильтр ЭМФ2. Вследствие большой добротности фильтра ЭМФ1 колебания в нем сохраняются в течение всей следующей посылки. Таким образом, на данном интервале ЭМФ1 работает в режиме запоминания колебания предыдущей посылки, а его выходное напряжение используется в качестве опорного напряжения фазовых детекторов ФД1 и ФД2, оно подается через ФВ со сдвигом на 90° . Фильтр ЭМФ2 в это время работает в режиме накопления, его выходное напряжение также подается на входы ФД1 и ФД2. В конце посылки производится съём информации с выходов фазовых детекторов каналов и гашение колебаний в ЭМФ1 с помощью гасящих импульсов (Гл).

При приеме следующей посылки ЭМФ2 будет работать в режиме запоминания, а ЭМФ1, колебания в котором будут погашены гасящим импульсом, перейдет в режим накопления. На этом интервале напряжение ЭМФ2 будет являться опорным для фазовых детекторов

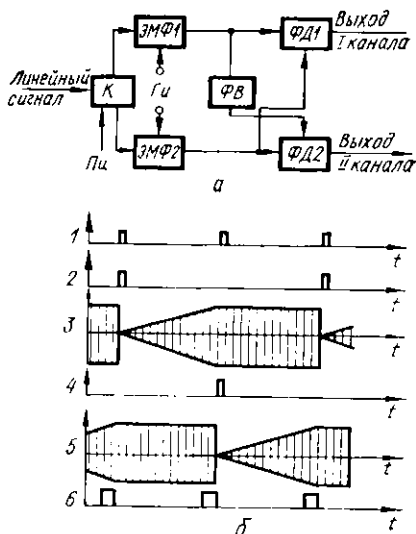


Рис. 116. Разделение каналов в двухканальной системе с ОФМ: 1 — переключающие импульсы; сигналы: 2 — гашения колебаний в ЭМФ1; 3 — на выходе ЭМФ1; 4 — гашения колебаний в ЭМФ2; 5 — на выходе ЭМФ2; 6 — съём информации с ФД

Таблица 20

Номер комбинации	1	2	3	4	5	6	7	8
Символы I канала	1	1	1	1	0	0	0	0
Символы II канала	1	1	0	0	0	0	1	1
Символы III канала	1	0	0	1	1	0	0	1
Фазовый сдвиг	0	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°

зи и опорные напряжения, вырабатываемые в приемнике. Векторная диаграмма сигналов и опорных напряжений приведена на рис. 118, б. Опорные напряжения формируются в приемнике из когерентного колебания, выделяемого с помощью специальной схемы выделения когерентного колебания (СВКК) из линейного сигнала. Для получения колебаний, совпадающих по фазе с предыдущей посылкой, в устройстве имеется преобразователь кода (ПК) и фазовый манипулятор (ФМ), аналогичные используемым на передающей стороне. Фазовращатель ФВ обеспечивает необходимый фазовый сдвиг между опорными напряжениями фазовых детекторов (рис. 118, б). Продетектированные напряжения интегрируются интеграторами $Ин1 - Ин4$ и в конце интервала интегрирования, отмечаемого импульсами T_n , подаются через ключи $K1 \div K4$ на схему декодирования, состоящую из триггеров $Tz1 \div Tz3$, и устройство перемножения $У$. Знак выходного напряжения устройства перемножения будет положительным, если оба входных сигнала либо положительны, либо отрицательны. В противном случае выходное напряжение перемножающего устройства будет отрицательным. Знак выходного напряжения фиксируется триггерами, причем положительному напряжению соответствует единица на выходе триггера. Выходы каналов связаны с ПК, что дает возможность получать напряжение, повторяющее принимаемый сигнал с задержкой на один такт (одну посылку).

Пусть, например, принимается сигнал 001, что соответствует $\Delta\varphi = 180^\circ$. В этом случае выходные напряжения всех фазовых детекторов будут отрицательны, так как проекция сигнала, отображающего комбинацию 001 на векторы всех опорных напряжений, будет отрицательной. Триггеры $Tz1$ и $Tz2$ при этом зафиксируют нули, в то время как триггер $Tz3$ зафиксирует единицу, поскольку на выходе устройства перемножения будет положительный сигнал.

Использование трехкратной относительной фазовой манипуляции позволило увеличить скорость передачи информации на одной поднесущей частоте в три раза практически без расширения полосы частот.

В настоящее время системы с относительной фазовой манипуляцией широко используются для передачи цифровой информации по телефонным каналам связи, что позволяет использовать уже существующие каналы связи для решения новых задач.

Оценка эффективности многоканальных систем передачи информации

Оценка качества работы многоканальных систем передачи информации обычно производится по таким параметрам, как точность, пропускная способность, помехоустойчивость [30]. Определение этих параметров необходимо производить с учетом действия флуктуационных помех, перекрестных помех и искажений, обусловленных несовершенством многоканальной системы. Комплексная оценка с учетом всех указанных факторов является достаточно сложной, поэтому во многих случаях ограничиваются частными оценками, проводимыми при определенных упрощающих предположениях. В настоящее время имеется ряд критериев, позволяющих произвести сравнительную оценку многоканальных систем при учете действия флуктуационных шумов. К числу таких критериев относятся: критерий ослабления шумов в системе, критерий использования пропускной способности системы, критерий эффективности системы.

Критерий ослабления шумов в системе. Этот критерий во многом сходен с критерием, используемым при оценке помехоустойчивости различных способов модуляции (III-156), (III-167). Для оценки качества работы системы используют соотношение

$$K_{ш} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вых}}}{\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вх}}}, \quad (\text{III-201})$$

где $K_{ш}$ — коэффициент ослабления шумов в системе. Чем больше $K_{ш}$, тем более эффективна система, тем сильнее ослабляется в ней действие помех.

Если обозначить отношение средней мощности сообщения на выходе отдельного канала к мощности шума через $\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_k$, то для многоканальной системы можно записать

$$K_{ш} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_k}{\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вх}}}. \quad (\text{III-202})$$

Согласно (III-171),

$$\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_k = \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вых}} = \frac{1}{\delta_k^2}, \quad (\text{III-203})$$

где δ_k^2 — средний квадрат ошибки на выходе отдельного канала. В этом случае

$$K_{ш} = \frac{1}{\delta_k^2} \left(\frac{P_n}{P_c}\right)_{\text{вх}}, \quad (\text{III-204})$$

где величина $P_n = N_0 \Lambda_f$ определяется как произведение спектральной плотности мощности шума и эквивалентной шумовой полосы устройства.

При использовании данного критерия необходимо учитывать взаимозависимость входящих в него величин — среднего квадрата ошибки и отношения сигнал — шум на входе. При одинаковой величине ошибки лучшей следует считать систему, обеспечивающую данную величину ошибки при меньшем отношении сигнала к шуму на входе. В такой системе подавление шумов будет более эффективным. Однако следует не забывать о том, что при уменьшении отношения сигнала к шуму на входе ниже определенного предела (порога) происходит резкое увеличение величины δ_k^2 и уменьшение K_m . При значениях $\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вх}}$, превышающих пороговое значение, коэффициент K_m характеризует помехоустойчивость системы передачи информации.

Критерий использования пропускной способности системы. В основе данного критерия лежит отношение суммарной пропускной способности отдельных каналов системы C_{ki} к пропускной способности общего тракта системы $C_{\text{общ}}$:

$$K_{\text{пр}} = \frac{\sum_{i=1}^n C_{ki}}{C_{\text{общ}}} = \frac{C_{\Sigma}}{C_{\text{общ}}}, \quad (\text{III-205})$$

где $K_{\text{пр}}$ — коэффициент использования пропускной способности системы.

Воспользовавшись (III-18), можно записать

$$C_{\text{общ}} = \Delta f_s \log \left[1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}} \right], \quad (\text{III-206})$$

$$C_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n C_{ki} = \sum_{i=1}^n F_{ni} \log \left[1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{ki} \right]. \quad (\text{III-207})$$

Подставив (III-206) в (III-205), получим

$$K_{\text{пр}} = \frac{\sum_{i=1}^n F_{ni} \log \left[1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{ki} \right]}{\Delta f_s \log \left[1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}} \right]}. \quad (\text{III-208})$$

В случае большого отношения сигнала к шуму на входе и на выходе (III-208) упрощается:

$$K_{\text{пр}} = \frac{\sum_{i=1}^n F_{ni} \log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{ki}}{\Delta f_s \log \left[1 + \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}} \right]}. \quad (\text{III-209})$$

Предполагая, что все каналы системы идентичны и характеризуются некоторой средней верхней граничной частотой F_n и отношением $\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_k$, получим

$$K_{\text{пр}} = \frac{nF_n}{\Delta f_s} \cdot \frac{\log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_k}{\log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}}. \quad (\text{III-210})$$

Согласно (III-202),

$$\frac{\log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}}{\log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_k} = 1 + \frac{\log K_{\text{ш}}}{\log \delta_k^2}, \quad (\text{III-211})$$

что позволяет записать (III-210) в виде

$$K_{\text{ш}} = \frac{nF_{\text{ш}}}{\Delta f_{\text{ш}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\log K_{\text{ш}}}{\log \delta_k^2}}. \quad (\text{III-212})$$

Данный критерий характеризует использование полосы частот, отведенной для системы, и помехоустойчивость системы. Отметим, что (III-210) и (III-212) применимы при отношениях сигнала к шуму, превышающих пороговое.

Критерий эффективности системы связи. В основе этого критерия лежит оценка энергии, необходимой для передачи одной двоичной единицы информации при заданном характере помех. Эффективность системы оценивается величиной

$$\beta = \frac{E_{0\text{min}}}{N_0}, \quad (\text{III-213})$$

где $E_{0\text{min}}$ — минимальная энергия, приходящаяся на одну двоичную единицу информации.

Если скорость передачи информации равна $V_{\text{с}}^{\text{бит}}$, то (III-213) можно преобразовать

$$\beta = \frac{E_{0\text{min}} V}{N_0 V} = \frac{P_{\text{с min}}}{N_0 V} = \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх min}} \cdot \frac{\Delta f_{\text{ш}}}{V}. \quad (\text{III-214})$$

Согласно (III-17), скорость передачи информации в канале многоканальной системы определится выражением

$$V_i = \frac{I}{T_{\text{с}}} = F_{\text{вт}} \log \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right)_{ki},$$

которое при большом отношении сигнала к шуму с учетом (III-203) запишется в следующем виде:

$$V_i = F_{\text{вт}} \log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{ki} = F_{\text{вт}} \log \frac{1}{\delta_{ki}^2}. \quad (\text{III-215})$$

Общая скорость передачи информации равна сумме скоростей передачи по отдельным каналам:

$$V = \sum_{i=1}^n V_i = \sum_{i=1}^n F_{\text{вт}} \log \frac{1}{\delta_{ki}^2}. \quad (\text{III-216})$$

В предположении, что каналы можно характеризовать средним квадратом ошибки δ_k^2 и средней верхней граничной частотой $F_{\text{в}}$, получим

$$V = nF_{\text{в}} \log \frac{1}{\delta_k^2}. \quad (\text{III-217})$$

Подставляя (III-217) в (III-214), получим

$$\beta = \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх min}} \cdot \frac{M_f}{nF_v} \cdot \frac{1}{\log \left(\frac{1}{\delta_k^2} \right)} = \frac{\Delta f_z}{K_{\text{ш}} \delta_k^2 n F_v \log \frac{1}{\delta_k^2}}. \quad (\text{III-218})$$

Используя (III-204), (III-212) и (III-218), можно установить следующие соотношения между $K_{\text{пр}}$ и β :

$$K_{\text{пр}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}}{\log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\frac{1}{K_{\text{ш}} \delta_k^2}}{\log \frac{1}{K_{\text{ш}} \delta_k^2}}; \quad (\text{III-219})$$

$$\beta = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \cdot \frac{\left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}}{\log \left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \cdot \frac{\frac{1}{K_{\text{ш}} \delta_k^2}}{\log \frac{1}{K_{\text{ш}} \delta_k^2}}. \quad (\text{III-220})$$

Заметим, что все оценочные коэффициенты связаны между собой простыми соотношениями. С помощью приведенных критериев можно оценить качество многоканальных систем передачи информации по таким важным параметрам, как помехоустойчивость и пропускная способность.

5. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОРГАНИЗАЦИИ СИСТЕМ ОБМЕНА ИНФОРМАЦИЕЙ

Структура систем передачи данных

Разработка систем передачи и приема дискретной информации осуществляется в такой период, когда уже накоплен определенный опыт создания и эксплуатации традиционных телеграфных и телефонных сетей связи. При этом в ряде случаев оказывается выгодным использовать уже существующие средства передачи информации, поскольку они могут обеспечить решение текущих задач и задач ближайшего будущего. Хотя в таком подходе к решению задачи создания эффективных систем передачи дискретной информации сказывается бремя традиций, тем не менее путем разработки специальной аппаратуры сопряжения, синхронизации, коммутации удастся обеспечить достаточно эффективное использование телефонных и телеграфных сетей для передачи цифровых данных.

Одновременно ведется разработка широкополосных каналов связи для передачи больших массивов информации с высокой скоростью. Естественно, что опыт построения телефонных и телеграфных сетей, а также использование соответствующих каналов связи оказали влияние на структуру систем передачи дискретной информации.

По структуре системы передачи данных разделяются на системы с фиксированными направлениями связи между абонентами, рис. 119, а, и системы с переменными направлениями связи между абонентами,

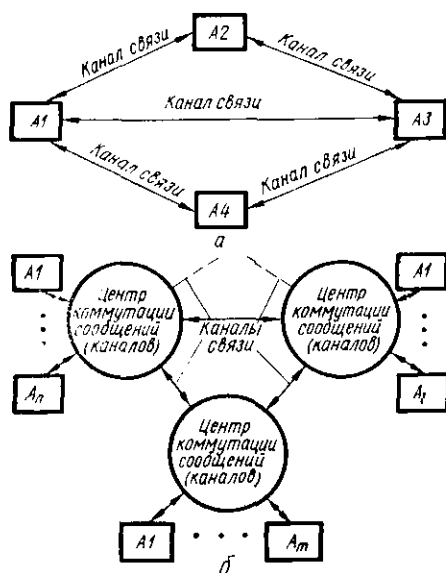


Рис. 119. Структурные схемы передачи данных.

рис. 119, б. В системах с фиксированными направлениями связи абоненты, которые являются источниками и потребителями информации, связываются между собой постоянно закрепленными за ними каналами. При этом каждая пара абонентов имеет свой индивидуальный канал передачи данных. В системах с переменными направлениями связи постоянно закрепленные за абонентами каналы отсутствуют. Абоненты взаимодействуют между собой через центры коммутации, которые представляют абонентам услуги по передаче сообщений, образуя необходимые каналы связи или принимая сообщения для доставки соответствующим абонентам.

Системы с фиксированными направлениями связи исполь-

зуются преимущественно в тех случаях, когда передаваемая информация быстро «стареет» или когда взаимодействие абонентов в силу специфики решаемой задачи должно быть непрерывным.

В большинстве случаев для передачи данных используются системы с переменными направлениями связи, в которых обеспечивается большая занятость каналов, лучше используется пропускная способность.

Обычно системы строятся по иерархическому принципу, согласно которому абоненты объединяются с помощью коммутационных центров низшего уровня. Объединение центров коммутации низшего уровня осуществляется с помощью концентраторов. Мощные центры коммутации соединяются с помощью линий связи с высокой пропускной способностью. Такая структура дает возможность дальнейшего наращивания системы. Если центр коммутации связан с двумя-тремя другими центрами, то обеспечивается высокая надежность передачи данных при повреждении отдельных участков системы.

В системах передачи данных, как и в системах телефонной и телеграфной связи, используются два способа передачи информации: коммутация каналов и коммутация сообщений.

В системах с коммутацией каналов передача сообщений осуществляется после того, как организуется канал связи, соединяющий одного абонента с другим. В системах с коммутацией сообщений не требуется организации сквозного канала, здесь информация поэтапно передается из одного центра коммутации в другой. В промежуточных пунктах осуществляется запоминание информации с последующей передачей ее в направлении получателя. В таких системах передача данных

производится поэтапно по мере освобождения каналов в нужном направлении. Оба способа широко используются при передаче данных, хотя каждый из них имеет свои преимущества и недостатки.

В системах с коммутацией каналов соединение абонентов осуществляется на основании случайного потока вызовов. Это обуславливает случайную занятость каналов и возможность потери некоторого количества вызовов (т. е. отказов в установлении соединения) в часы наибольшей загрузки и в то же время большую недогрузку системы в периоды спада нагрузки. Вследствие этого систему с коммутацией каналов называют иногда системой с отказами.

В системах с коммутацией сообщений данные передаются от одного центра коммутации к другому с запоминанием в пунктах переоприема. При наличии свободного канала между центрами сообщения вводятся в память последующего центра коммутации. Это дает возможность автоматически накапливать и эффективно распределять как одноадресные, так и многоадресные сообщения, т. е. одиночные сообщения, предназначенные многим абонентам. В этом случае нет необходимости ожидать одновременного освобождения каналов ко всем абонентам, так как сообщение может быть передано различным абонентам по мере освобождения каналов. Системы с коммутацией сообщений иногда называют системами с ожиданием, поскольку при занятости канала между абонентами сообщения запоминаются и передаются лишь после его освобождения.

Рассмотрим преимущества и недостатки указанных способов передачи данных.

Способ коммутации сообщений обеспечивает более эффективное использование каналов связи, так как имеется возможность оптимального перераспределения потоков информации в зависимости от степени загрузки каналов. При недостаточной пропускной способности каналов часть информации фиксируется в памяти центра коммутации и передается в моменты уменьшения нагрузки.

В системах с коммутацией каналов передача информации осуществляется лишь при наличии прямого соединения. Это обуславливает возрастание числа отказов в часы наибольшей нагрузки. Отказы порождают многократные повторения вызовов, новые отказы.

Успешной попытке установления соединения предшествует некоторое количество неудачных. Считается, что для передачи одинаковых потоков информации в системах с коммутацией каналов требуется в 2—3 раза больше каналов, чем в системе с коммутацией сообщений [29].

Важным преимуществом способа коммутации сообщений является возможность обмена информацией между абонентами, оборудование которых отличается скоростными характеристиками, форматом сообщений, способом кодирования. Это обеспечивается логическими преобразованиями сообщений в центрах коммутации. В системах с коммутацией каналов абонентские установки должны обладать идентичными характеристиками.

Способ коммутации сообщений обладает значительно большими возможностями передачи многоадресных сообщений, хотя эти

возможности обеспечиваются за счет усложнения аппаратуры и программы работы центра коммутации.

Степень автоматизации процесса передачи в системах с коммутацией сообщений значительно выше, поскольку абонент осуществляет лишь подготовку сообщений и отправку их в центр коммутации. В системах с коммутацией каналов абоненту необходимо выполнить ряд операций по установлению соединения, причем не все попытки могут оказаться удачными.

Для систем передачи данных характерно установление для сообщений различных категорий срочности. В обеих системах при наличии свободных каналов сообщения высоких категорий срочности передаются без задержек. Однако при большой загрузке и невозможности установления прямого соединения в системах с коммутацией каналов приходится прерывать передачу сообщений более низких категорий срочности, вследствие чего прерванным абонентам необходимо вновь добиваться установления соединения. В системах с коммутацией сообщений вследствие наличия памяти создаются условия обгона для сообщений высоких категорий срочности за счет предоставления преимущественного права занятия канала. В этом случае сообщения низших категорий задерживаются в памяти коммутационного центра и передаются после прохождения сообщений с высоким приоритетом.

Способ коммутации каналов позволяет, в противоположность способу коммутации сообщений, вести двусторонний обмен информацией между двумя устройствами, что дает возможность быстрого получения ответа на поставленный вопрос. В системах с коммутацией каналов всегда есть возможность убедиться в правильной адресации сообщения, то есть в том, что сообщение поступает к нужному абоненту.

Указанные преимущества систем с коммутацией сообщений достигаются ценой большей сложности аппаратуры коммутации и более высокой стоимости.

В существующих системах передачи данных используется комбинирование способов коммутации каналов и коммутации сообщений. При этом, например, часть каналов системы с коммутацией каналов в период спада нагрузки используется для передачи данных методом коммутации сообщений.

В ряде случаев центры коммутации сообщений и центры коммутации каналов объединяются в одну систему. Обмен информацией между центрами коммутации осуществляется с помощью соединительных линий. В таких системах заявки на передачу данных, которые не могут быть выполнены системой с коммутацией каналов, выполняются системой с коммутацией сообщений.

К числу таких заявок относят: передачу многоадресных сообщений, организацию обмена информацией между разнотипными абонентскими установками. В часы наибольшей нагрузки часть обычных заявок системы с коммутацией каналов может быть передана для выполнения системе с коммутацией сообщений. Примером такой системы является система «Автодин» [31].

Характеристики каналов, используемых для передачи данных

Для передачи данных широко используются телеграфные, телефонные и широкополосные каналы связи. В зависимости от способа соединения между абонентами все каналы делятся на прямые (некоммутируемые, арендованные) и коммутируемые. Канал называется прямым, если он не проходит через центр коммутации. Коммутируемый канал проходит через один или несколько центров коммутации. Обычно он создается из отдельных случайно выбираемых участков на время передачи сообщения. Его технические характеристики при этом также будут случайными, поскольку при повторной передаче данных образующий канал может быть составлен из других составных частей.

Характеристики прямых каналов более стабильны, уровень помех в них меньше из-за отсутствия аппаратуры коммутации. Прямые каналы используются при большом объеме данных, передаваемых в неизменных направлениях.

При пропускной способности каналы разделяют на группы: телеграфные (низкоскоростные), обеспечивающие скорость передачи 50, 100, 200 бод, телефонные (среднескоростные), обеспечивающие скорость передачи 200 ÷ 4800 бод, широкополосные (высокоскоростные), характеризующиеся шириной полосы пропускания 50 ÷ 240 кГц.

В настоящее время каналы третьей группы находятся в стадии разработки и освоения. Имеются сообщения об использовании таких каналов в ряде систем передачи данных [29]. Однако наиболее широко используются каналы двух первых типов.

Телефонные и телеграфные каналы, удовлетворяющие требованиям передачи соответствующих сообщений, можно лишь условно считать пригодными для передачи данных, поскольку вероятность ошибки в этих каналах существенно превышает допустимую вероятность неправильного приема. Достаточно указать, что в автоматизированных системах управления допускается не более одной ошибки в среднем на $10^6 \div 10^9$ символов, тогда как телефонные и телеграфные каналы имеют среднюю вероятность ошибки $10^{-4} \div 10^{-5}$. Кроме того, в используемых каналах существует ряд дополнительных источников помех и искажений, которые не оказывали заметного влияния на качество, например, телефонных переговоров, однако значительно влияют на передачу цифровой информации.

Интерес представляют некоторые характеристики реальных каналов, оказывающие существенное влияние на передачу данных. В некоторых работах [29, 32] приводятся результаты исследований, проведенных для различных режимов работы каналов, используемых для передачи данных.

Основными показателями качества канала являются характер помех и ошибок в канале, средняя вероятность ошибки, зависимость количества ошибок (вероятности ошибки) от сложности канала.

Исследования телеграфных каналов показали, что средняя вероятность ошибки увеличивается при увеличении количества отрезков, из которых составлен канал (рис. 120). Установлено, что количество

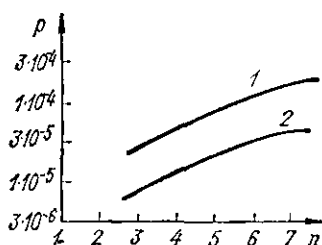


Рис. 120. Зависимость вероятности ошибки от сложности канала: 1 — в байтах; 2 — в символах.

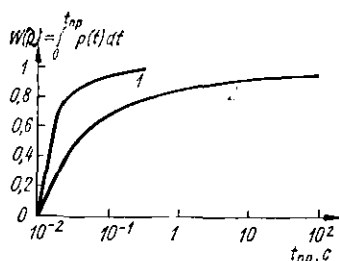


Рис. 121. Функция распределения кратковременных прерываний: 1 — длительностью до 0,3 с; 2 — любой длительности

одинокими ошибками составляет от 20 до 50% от общего количества ошибок. Остальные ошибки имеют тенденцию к группированию в пакеты. Большая часть пакетов ошибок характеризуется длиной не более 10 символов. Вероятность ошибки в символах для прямых и коммутируемых телеграфных каналов одинакова и равняется $(1 \div 2) \cdot 10^{-5}$ [29]. Вероятность ошибки в телефонных каналах на порядок больше.

Телефонные каналы также характеризуются группированием ошибок в пакеты, вероятность ошибки в канале изменяется от $1,3 \cdot 10^{-4}$ для прямых каналов до $2 \cdot 10^{-3}$ для коммутируемых каналов. Ошибки в каналах распределены неравномерно по времени суток.

Установлено, что в каналах обоих типов основными причинами искажений являются краевые искажения, в результате которых длительность принятых посылок отличается от длительности переданных, дробления импульсов, проявляющихся в изменении полярности сигнала. Причиной дробления часто являются кратковременные прерывания, которые проявляются как полное пропадание сигнала или значительное снижение его уровня.

Краевые искажения определяются большим количеством факторов, которые в большинстве своем являются случайными. Функция распределения краевых искажений достаточно точно аппроксимируется нормальным законом с величиной дисперсии порядка $(2 \div 4) \%$. Среднее значение величины краевых искажений оценивается $0 \div 8\%$ [33].

Дробления являются одним из основных факторов, вызывающих ошибки в принятой информации. Причинами дробления являются импульсные помехи, амплитуда которых превышает амплитуду полезного сигнала, а время действия совпадает со временем действия посылки; кратковременные пропадания сигнала, обусловленные переключениями в линии связи, плохими контактами, срабатыванием защитных устройств и т. д.; быстрые изменения уровня сигнала, сопровождающиеся появлением помех вследствие переходных процессов в канале. Исследования дроблений показали, что они неравномерно распределены по времени суток и большая часть дроблений приходится на утренние и дневные часы.

Кратковременные прерывания в реальных каналах имеют длительность не более 100 мс, однако в телеграфных каналах количество

коротких прерываний невелико. Распределение длительности прерываний в телефонных каналах представлено на рис. 121. Следует отметить, что прерывания, длительность которых превышает 300 мс, рассматриваются как аварийный режим и требуют вмешательства оператора. Прерывания, также как и ошибки, не являются независимыми, а группируются в пакеты. Около половины всех интервалов между прерываниями не превышает 200 мс. Из этого следует, что значительная часть прерываний сгруппирована в пакеты с короткими интервалами между прерываниями.

Проведенные исследования каналов позволяют сделать вывод о том, что для обеспечения надежной и достоверной передачи данных по телеграфным и телефонным каналам необходимо принимать меры по защите передаваемой информации от ошибок, применяя средства защиты как от одиночных ошибок, так и от пакетов ошибок.

Защита от ошибок в системах передачи данных

Эффективное использование телефонных и телеграфных каналов для передачи данных возможно лишь при принятии специальных мер, повышающих достоверность передаваемых данных на 2—3 порядка. В большинстве систем передачи данных используются автоматические устройства повышения достоверности. При построении таких устройств используются методы непосредственного исправления ошибок за счет использования избыточной информации, передаваемой по каналу связи, и методы обнаружения ошибок за счет избыточной информации и исправления их при повторной передаче блока сообщения, в котором были обнаружены ошибки. Кодовые методы исправления ошибок не получили широкого распространения из-за сложности аппаратуры. В серийной аппаратуре передачи данных распространен метод обнаружения ошибок с последующим их исправлением при повторной передаче. Таким образом, передающая и приемная части системы должны быть связаны между собой прямым и обратным каналами связи, по которым передаются данные (прямой канал) и поступает информация о состоянии прямого канала (обратный канал).

В зависимости от назначения канала обратной связи различают системы с решающей обратной связью, информационной обратной связью и с комбинированной обратной связью. Системы с обратной связью иногда называются системами с автозапросом, системами с переспросом.

Системы с решающей обратной связью характеризуются тем, что в них приемник на основании принятого сигнала принимает решение о правильности принятой комбинации и вырабатывает либо сигнал выдачи данных абоненту и сигнал подтверждения правильного приема, либо сигнал стирания принятой комбинации из приемного накопителя (НН) и сигнал повторного переспроса. Сигналы подтверждения правильного приема или сигналы переспроса (в зависимости от принятого решения) передаются по обратному каналу. В зависимости от сигнала, поступившего по обратному каналу, передатчик либо передает новую комбинацию, либо повторяет ранее переданную. В этом случае канал обратной связи используется для передачи сигналов —

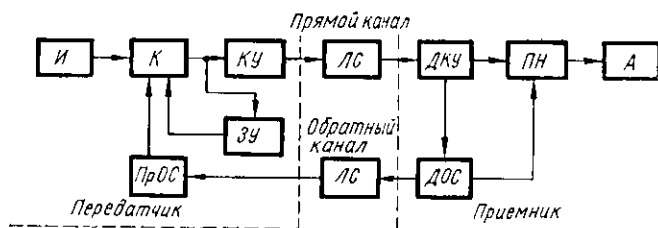


Рис. 122. Структурная схема системы передачи данных с обратной связью (с переспросом).

решений. Поэтому обратную связь называют решающей. Структурная схема системы с решающей обратной связью приведена на рис. 122.

Сообщения, формируемые источником *И*, через коммутатор *К* поступают на запоминающее (*ЗУ*) и кодирующее устройства (*КУ*) и в закодированном виде по прямому каналу поступают на приемное устройство. После декодирования декодирующим устройством (*ДКУ*) сообщения поступают в *ПН* и устройство контроля достоверности и выработки решающих сигналов (*ДОС*). На основании анализа принятого сообщения *ДОС* вырабатывает либо сигнал подтверждения приема и сигнал, разрешающий выдачу сообщения из *ПН* абоненту *А*, либо сигналы переспроса и запрета выдачи сообщения из *ПН*. В последнем случае по обратному каналу поступает сигнал переспроса, который принимается приемником сигнала обратной связи (*ПрОС*) и через коммутатор соединяет выход *ЗУ* с входом кодирующего устройства. Из *ЗУ* выбирается хранящееся в нем сообщение и после кодирования посылается по прямому каналу. В случае правильной передачи и приема сигнала подтверждения вход *КУ* не переключается на выход *ЗУ*, а производится передача очередного сообщения от источника с записью его в *ЗУ*.

В зависимости от качества работы прямого канала число переспросов может быть различным. При большом числе переспросов время передачи возрастает и при большом уровне помех передача может прекратиться совсем.

Системы с решающей обратной связью подразделяются на системы с ожиданием решающего сигнала и системы с непрерывной передачей. В системах с ожиданием передача новой комбинации или повторение переданной ранее осуществляется только после поступления в передатчик сигнала подтверждения или сигнала переспроса. На время ожидания сигнала обратной связи информация фиксируется в промежуточном *ЗУ*.

Системы с непрерывной передачей информации имеют сходную структуру, но отличаются алгоритмом работы. В этих системах передача следующего массива информации производится без ожидания сигнала обратной связи, однако передаваемая информация фиксируется в накопителе. Если на приемной стороне обнаруживается ошибка, то на передающую сторону посылается сигнал переспроса, а вход приемника блокируется на время, равное времени задержки принятия решения. Передатчик по сигналу запроса повторяет кодовые комби-

нации, сдвинутые на время задержки принятия решения, выбирая их из накопителя. При таком алгоритме работы время передачи сокращается за счет сокращения времени на ожидание сигналов обратной связи.

Системы с информационной обратной связью характеризуются тем, что в них канал обратной связи используется для передачи принятого сигнала обратно на передающую сторону. На передающей стороне происходит сравнение сообщения, переданного по прямому каналу, и сообщения, принятого по обратному. В случае совпадения сообщений вырабатывается сигнал, разрешающий передачу очередного массива информации, а в линию связи посылается сигнал подтверждения. В противном случае передача искаженного массива повторяется, о чем также извещается приемная сторона с помощью соответствующего сигнала. Иногда по обратному каналу передается не весь массив информации, а лишь выделенные из него контрольные символы, которые сверяются в передатчике с соответствующими символами переданного массива. В системах с информационной обратной связью решение о правильности или ошибочности приема принимается на передающей стороне в отличие от систем с решающей обратной связью.

Системы с комбинированной обратной связью отличаются тем, что в них решение о повторной передаче или правильном приеме может приниматься как на приемной, так и на передающей стороне, а по каналу обратной связи передаются решения приемника и информация о состоянии канала. Например, существуют системы, в которых одновременно используется решающая и информационная обратная связь. На основании сигналов, принятых по каналу информационной обратной связи, вырабатывается решение о правильности или неправильности передачи. Это решение сравнивается с решением, принятым приемником, которое поступает по каналу решающей обратной связи. Поскольку вероятность одновременного искажения сигналов информации и решающей обратной связи очень мала, такие системы обеспечивают высокую достоверность передаваемых данных. Применение комбинированной обратной связи позволяет устранить повторные передачи массивов при искажении их в канале информационной обратной связи, а также переспросы, обусловленные искажениями сигналов в канале решающей обратной связи.

Для обнаружения ошибок при передаче данных используются групповые матричные коды с проверкой по строкам и столбцам и циклические коды. Последние при тех же корректирующих свойствах обладают меньшей избыточностью [29].

Помимо методов переспроса используются также методы снижения скорости передачи информации при ухудшении качества передачи по каналу связи. Критерием качества передачи может служить увеличение количества ошибок в принятых сигналах или изменение уровня принимаемого сигнала. В последнем случае в состав приемника вводится так называемый детектор качества сигнала, представляющий собой быстродействующий индикатор уровня. При снижении уровня сигнала ниже определенного значения вероятность ошибки возрастает, хотя появление ошибок в этом случае не является обязательным.

В некоторых системах [29] детектор качества сигнала используется в сочетании с кодовыми методами защиты от ошибок, в частности с кодами с простой проверкой на четность, для формирования сигналов переспроса. Для такой системы характерно небольшое количество лишних переспросов, что уменьшает скорость передачи информации.

Для уменьшения количества ошибок при приеме используется также ряд *схемных методов*, обеспечивающих уверенную регистрацию двоичных символов при наличии краевых искажений и дроблений импульсов. К числу таких методов относятся методы стробирования, многократной регистрации сигналов и интегральный.

Метод стробирования характеризуется тем, что определение состояния элементарной посылки (выделение передаваемого символа) производится в момент приема ее средней части. При этом края посылки отсекаются и не оказывают влияния на результат приема. Ошибка может произойти лишь при очень больших сдвигах фронтов, когда краевые искажения захватывают середину посылки. Метод стробирования эффективен в каналах с преобладанием краевых искажений при условии, что дробления посылки невелики. При наличии дроблений данный метод неэффективен.

Метод многократной регистрации характеризуется тем, что полярность посылки определяется в нескольких точках, количество которых выбирается нечетным. Полярность посылки устанавливается на основании результатов регистрации, представляющих собой нули или единицы, полученные в различных точках отсчета. Решение принимается по мажоритарному принципу. Если большую часть результатов составляют единицы, то считается переданной единица, в противном случае считается, что был передан ноль.

При интегральном методе определение полярности посылки производится в ее конце на основании результатов интегрирования принимаемого сигнала в течение интервала времени, равного длительности посылки. Полярность посылки определяется полярностью напряжения на выходе интегратора. Если, например, при передаче единицы (посылка положительной полярности) дробления обусловят появление отрицательных выбросов, общая длительность которых будет меньше 0,5 от длительности посылки, то напряжение на выходе интегратора будет положительным и посылка будет принята правильно, если же дробления обусловили большую суммарную длительность отрицательных выбросов, то выходное напряжение интегратора будет отрицательным, что обусловит ошибочный прием символа. Подобным же образом работает схема при приеме нулей (посылки обратной полярности). Отличие заключается лишь в том, что дробления в этом случае вызывают появления положительных выбросов. В конце каждой посылки после принятия решения интегратор устанавливается в нуль и схема подготавливается к приему очередного символа.

Следует отметить, что значительная часть ошибок возникает на стыках аппаратуры ввода-вывода информации с остальной аппаратурой системы передачи данных. При совместном использовании кодовых методов обнаружения ошибок и схемных методов улучшения достовер-

ности приема удается снизить вероятность ошибки при передаче данных до приемлемой величины порядка 10^{-8} при сравнительно небольшой избыточности.

Коммутация сообщений в системах передачи данных

Правильная и своевременная передача сообщений возможна в том случае, если сообщения имеют вполне определенную структуру построения — формат. В формат сообщения входят общие данные, необходимые для коммутации, адреса, приоритет (категория срочности), степень секретности (если это необходимо), собственно текст сообщения (передаваемые данные), признак конца сообщения. Все сведения, предшествующие тексту сообщения, образуют заголовок. В заголовок включаются данные для определения маршрута, данные для восстановления сообщения в случае его потерн, порядковый номер сообщения на последнем центре коммутации. Заголовок должен отличаться от текста сообщения либо строго определенной длиной, либо характерным знаком. Текст сообщения обычно заканчивается признаком конца сообщения, в качестве которого выбирается специальный знак, не переходящий в смысловые знаки при искажениях. Примерный формат сообщения приведен на рис. 123.

Передача сообщений упорядочивается на основе приспанных сообщениям приоритетов (категорий срочности). При наличии сообщений одной категории срочности передача производится в хронологической последовательности, т. е. сообщения, поступившие раньше, передаются раньше. При наличии сообщений с различными категориями срочности этот принцип сохраняется внутри каждой категории срочности, однако сообщения низших категорий срочности передаются лишь после того, как будут переданы сообщения высших категорий. Если же сообщение с высоким приоритетом приходит в момент передачи сообщения с низким приоритетом, то в большинстве случаев передача сообщения с высоким приоритетом производится после окончания передачи текущего сообщения. Возможны также и такие варианты, когда сообщение высшей категории срочности прерывает передачу текущего сообщения, которое возвращается в начало своей очереди. Обычно право прерывания передачи сообщений низких категорий срочности предоставляется сообщениям наиболее высоких категорий, которые составляют незначительный процент от общего числа сообщений.

В настоящее время разработаны и выпускаются различные варианты технических средств для коммутации сообщений, однако по структуре и принципу действия можно выделить две большие группы устройств коммутации сообщений: с аппаратным управлением и с программным управлением. В устройствах первой группы задачи коммутации сообщений решаются с помощью специальной аппаратуры без применения ЭВМ. Устройства второй группы характеризуются использованием специализированных или универсальных ЭВМ для решения задач коммутации.

Примером устройств первого типа является аппаратура центра коммутации сообщений А-300 [29]. Упрощенная структурная схема центра коммутации приведена на рис. 124. Аппаратура обеспечивает прием —

Код начала сообщения
Код начала маршрутного индекса
Маршрутный индекс
Номер станции
Знак раздела
Маршрутный индекс
Номер абонента
Знак раздела
Номер сообщения на передающей станции
Код конца маршрутного индекса
Текст сообщения
Код конца сообщения

Рис. 123. Формат сообщения.

передачу телеграфных сообщений различных категорий срочности, передачу многоадресных сообщений, преобразование сообщений, передаваемой различными кодами, обработку информации, передаваемой по каналам связи со скоростью от 45 до 1200 бод.

Каналы связи, рассчитанные на скорость передачи более 75 бод, связаны с индивидуальными входными линейными накопителями, обеспечивающими прием информации со скоростью $45 \div 1200$ бод, запоминание принятого сообщения и выдачу его со скоростью 1200 или 2400 бод на другие устройства центра коммутации. Основой входного линейного накопителя является регистратор на бесконечной магнитной ленте (НМЛ), имеющий головки для записи и считывания информации. Кроме того, в состав линейного накопителя входят буферные запоминающие устройства (ЗУ) небольшой емкости (на 42 пятирядных знака), служащие для преобразования скорости передачи.

Каналы связи со скоростью передачи менее 75 бод через буферные ЗУ и коммутатор К подключены к одному общему НМЛ, связанному с выходным ЗУ. Такое объединение медленных каналов дает возможность лучше использовать оборудование центра ком-

мутации, производя циклическое обращение к входным ЗУ медленных каналов.

Прием сообщений входным линейным накопителем производится полностью, вплоть до конца сообщения. Входные линейные накопители связаны с центральным устройством управления (УУ) через коммутатор К1. Через этот же коммутатор они связаны с блоком станционных накопителей, которые аналогичны входным линейным накопителям, однако при записи они работают со скоростью 1200 или 2400 бод, а информация в них регистрируется блоками по 24 знака. В режиме передачи скорость выдачи данных из станционных накопителей

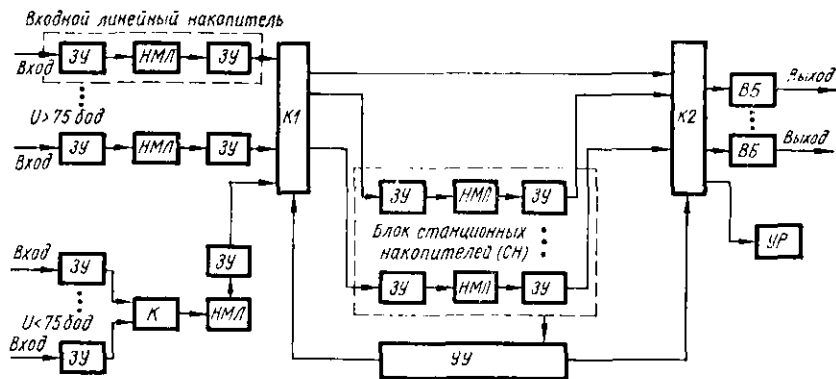


Рис. 124. Структурная схема центра коммутации с аппаратным управлением.

определяется характеристиками канала связи, по которому ведется передача.

Устройство управления считывает и анализирует заголовки сообщений, устанавливает приоритет и маршрут следования. Для распределения сообщений по направлениям нужно перезаписать сообщения в стационарные накопители *СН*, каждый из которых отводится для записи сообщений одного направления и одной категории срочности. Закрепление накопителей за направлениями не является жестким, после освобождения накопителя он может быть занят сообщениями другого направления или другой категории срочности.

Если канал данного направления свободен, стационарный накопитель с помощью коммутатора *К2* подключается к выходному блоку *БВ* данного канала, при этом сообщение передается со скоростью, определяемой характеристиками данного канала. Сообщения регистрируются с помощью устройств регистрации (*УР*): телеграфных аппаратов или накопителей на магнитной ленте, если скорость передачи превышает 75 бод.

Сообщения с высоким приоритетом прерывают передачу сообщений низких категорий срочности. Прерванные сообщения автоматически повторяются после передачи сообщений высоких категорий срочности.

В устройствах с аппаратным управлением преобладает индивидуальное оборудование каналов. Это, с одной стороны, увеличивает надежность работы центра коммутации в целом, работоспособность центра сохраняется при выходе из строя какого-либо устройства. С другой стороны, это обуславливает низкую эффективность использования канального оборудования в часы спада нагрузки, поскольку оно не может быть использовано для обеспечения передачи информации по другим каналам.

Центр коммутации системы А-300 рассчитан на передачу телеграмм и цифровой информации в относительно небольших масштабах. Центр коммутации системы обслуживает 60 входных и 75 выходных каналов.

Устройства коммутации сообщений с программным управлением строятся на базе универсальных и специализированных ЭВМ. Для центров коммутации с программным управлением характерен большой удельный вес общего для всех каналов оборудования. Индивидуальное оборудование составляет не более 10% от общего объема. Использование общей памяти позволяет обеспечить передачу того же количества информации, что и в системах с аппаратным управлением, при значительно меньшем объеме запоминающих устройств (примерно в 5—7 раз). Применение ЭВМ позволяет не только эффективно решать задачи коммутации сообщений, но и дает возможность гибкой корректировки программы работы центра коммутации в условиях изменения нагрузки, расширения возможностей системы в смысле работы с новыми типами абонентских оконечных устройств. В процессе работы центра коммутации сообщений с помощью ЭВМ выполняется ряд типовых операций, задачей которых является анализ заголовков сообщений, поступающих из различных каналов, с целью определения

маршрута следования сообщений, установления приоритета, составления списков-очереди сообщений в соответствии с маршрутами следования для последующей отправки абонентам при освобождении каналов соответствующих направлений.

Обычно ЭВМ связываются с каналами с помощью аппаратуры сопряжения, в составе которой имеются входные и выходные буферные накопители, служащие для приема информации, поступающей от абонентов (входные), или приема информации, подлежащей передаче по каналам связи (выходные). Прием—передача одного сообщения происходит при выполнении следующих операций:

1) обращении ЭВМ через коммутаторы к входным буферным накопителям аппаратуры сопряжения с каналами связи и перезаписи поступившего сообщения в оперативное запоминающее устройство *МОЗУ*. Перезапись осуществляется в ячейки памяти, отведенные для данного канала. В процессе перезаписи производится преобразование кода канала в код ЭВМ;

2) перезаписи сообщения из *МОЗУ* в запоминающее устройство большой емкости (накопитель на магнитном барабане (*НМЛ*));

3) фиксации факта поступления в «таблице ожидания» с указанием его местоположения в *ЗУ* большой емкости;

4) перезаписи сообщения из *ЗУ* большой емкости в *МОЗУ* для анализа заголовка сообщения и определения маршрута следования, приоритета и других признаков. Перезапись в *МОЗУ* осуществляется без стирания сообщения в *ЗУ*;

5) занесении информации о приоритете и маршруте следования сообщения в «таблицу очередности» с указанием местоположения сообщения в *ЗУ* большой емкости;

6) анализе занятости ячеек *МОЗУ*, отведенных для канала, соответствующего маршруту следования сообщения, в последующей засылке (если ячейки свободны) в них сообщения путем перезаписи его из *ЗУ* большей емкости;

7) передаче сообщения из ячеек *МОЗУ* ЭВМ в выходной буферный накопитель соответствующего канала аппаратуры сопряжения с одновременным преобразованием кода ЭВМ в код канала.

Поскольку центр коммутации ведет обработку многих сообщений, выполнению операции предшествует анализ состояния *ЗУ* центра коммутации, установление наличия свободных ячеек в *МОЗУ*, свободного места в *ЗУ* большой емкости и т. д. При этом анализ заголовков сообщений ведется в соответствии с «таблицей ожидания», а передача — в соответствии с «таблицей очередности».

При работе центра коммутации сообщения регистрируются с помощью специальных *НМЛ*. Если по каким-либо причинам некоторые сообщения не могут быть отправлены абонентам, они регистрируются в специальных *НМЛ*, считывание этих данных и передача абонентам производится по команде оператора. ЭВМ центра коммутации помимо основной может решать и многие другие задачи по обработке данных.

Примером системы коммутации с программным управлением могут быть системы «*Western Union 301*», «Автодин» [29].

Устройства обмена информацией по каналам связи

В автоматизированных системах управления, системах автоматической обработки информации и других автоматизированных системах обмен информацией по каналам связи может осуществляться между периферийными абонентами и ЭВМ и между самими абонентами. В роли абонентов могут выступать различные цифровые устройства — преобразователи аналог — код, устройства считывания цифровой информации, устройства считывания печатных знаков, графиков. Прием передаваемой информации производится с помощью цифровых регистрирующих устройств: перфораторов, регистраторов на магнитных носителях. Приемниками передаваемой информации могут быть также устройства отображения с внешней или собственной памятью.

Передача информации по каналам связи осуществляется с помощью аппаратуры передачи данных (АПД), которая преобразует дискретные сообщения к виду, пригодному для передачи по используемому каналу связи. Важным элементом АПД является модем (блок модуляции — демодуляции), преобразующий кодовые послыки постоянного тока в модулированные (манипулированные) колебания при передаче и выполняющий обратное преобразование при приеме.

Обмен информацией между отдельными абонентами является простейшей формой обмена и может быть реализован с помощью простых технических устройств.

Структурная схема аппаратуры обмена цифровой информацией между абонентами, разработанная фирмой *Оливетти*, приведена на рис. 125 (показан комплект оборудования одного абонента). Данные с первичного документа — перфоленты — считываются с помощью фотосчитывающего устройства (ФСУ). Регистрация принятых данных осуществляется перфоратором (*Прф*).

При передаче считанные данные в виде параллельного кода поступают на преобразователь параллельного кода в последовательный *ПК1*, затем на модулятор *М*. По мере передачи символов последовательного кода формируются проверочные символы циклического кода.

Формирование заголовка осуществляется *УУ*. В модуляторе осуществляется частотная манипуляция колебаний рабочей частоты канала.

На приемной стороне сигналы выделяются с помощью полосового фильтра *Ф* и демодулируются демодулятором *Д1*, в составе которого имеется амплитудный ограничитель. На выходе демодулятора формируются кодовые сигналы постоянного тока. Преобразователь кода приемника *ПК2* преобразует последовательный код в параллельный, который подается на перфоратор, регистрирующий принятые данные.

Для исправления ошибок, обнаруживаемых схемой проверки (*СП*), предусмотрен канал обратной связи, по которому передается либо сигнал подтверждения правильности приема, либо сигнал пере-спроса.

Передача информации осуществляется непрерывно, без ожидания сигнала обратной связи, что ускоряет время передачи. Формирование сигнала обратной связи производится датчиком обратной связи (*ДОС*),

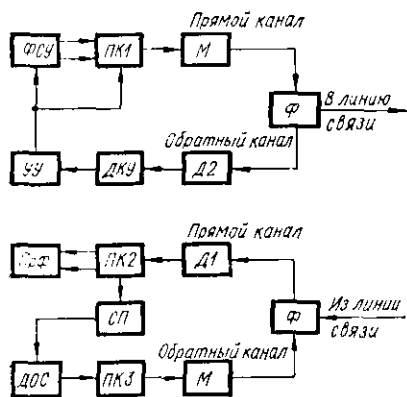


Рис. 126. Структурная схема аппаратуры обмена цифровой информацией.

Аналогично может быть организован обмен информацией по телефонным каналам и для других видов считывающе-регистрирующего оборудования абонентов, если скорость выдачи информации не превышает пропускной способности используемого канала связи.

Более сложной задачей является организация обмена информацией по каналам связи между ЭВМ и периферийными абонентами (устройствами). Обмен можно рассматривать как ввод информации в ЭВМ с вынесенного периферийного устройства или вывод данных из ЭВМ на вынесенное периферийное устройство (перфоратор, индикатор, печатающее устройство), осуществляемые по каналам связи.

Одними из первых были созданы устройства обмена с прямым программным управлением, в которых сообщения из канала связи после демодуляции и преобразования кода канала в код ЭВМ непосредственно вводились в арифметическое или оперативное запоминающее устройство ЭВМ. Передача данных по каналу также осуществлялась непосредственно из ОЗУ или арифметического устройства ЭВМ. Во время ввода-вывода информации ЭВМ не производила никаких вычислительных операций. В зависимости от скорости передачи информации по каналу связи для осуществления обмена требовалось большее или меньшее количество машинного времени. Нерациональное использование ЭВМ при прямом подключении ее к каналам связи обусловило ограниченное распространение устройств обмена с прямым программным управлением [34].

Разработка ЭВМ третьего поколения, характеризующихся универсальностью набора команд для обработки любых видов информации, программной совместимостью основных моделей ЭВМ, модульным принципом построения, стандартизацией связей и процедур управления, расширенной номенклатурой устройств с различным быстродействием и различными функциональными характеристиками, мощной системой математического обеспечения, позволила более эффективно организовать обмен информацией между абонентами и ЭВМ. Сочетание аппаратных и программных средств обеспечивает работу ЭВМ

параллельный код с выхода которого преобразуется в последовательный с помощью ПКЗ и передается по обратному каналу методом частотной манипуляции. Прием и анализ сигнала обратной связи производится с помощью демодулятора Д2, декодирующего устройства (ДКУ) и УУ передающего комплекта аппаратуры.

Такой способ защиты от ошибок обеспечивает высокую достоверность передачи данных. Аппаратура предназначена для работы по телефонным каналам со скоростью 600 или 1200 бод.

третьего поколения практически во всех режимах, необходимых абоненту-пользователю ЭВМ: пакетной обработки, реального времени, разделения времени, диалоговом, мультипрограммном.

В процессе работы ЭВМ может быть обеспечено распределение ее ресурсов между отдельными абонентами, связанными с ЭВМ по каналам связи, т. е. коллективное использование ЭВМ. При этом в арсенале абонента может находиться значительное количество устройств ввода-вывода информации, включаемых в состав абонентского пункта (АП). В состав современных ЭВМ входят технические средства, необходимые для организации обмена с внешними устройствами, которые разделены на два уровня. Нижний уровень включает средства управления конкретным внешним устройством, верхний — средства, организующие работу всех внешних устройств. Технические средства верхнего уровня рассматриваются как самостоятельное функциональное устройство — канал ввода-вывода. Программы ввода-вывода канал выполняет независимо и одновременно с работой процессора. Подключение разнотипных внешних устройств к каналу осуществляется с помощью интерфейса ввода-вывода, представляющего совокупность программных, схемных и конструктивных средств, позволяющих соединять между собой элементы системы автоматической обработки данных.

Канал ввода-вывода может работать в двух режимах: монопольном и мультиплексном. В первом режиме работающее внешнее устройство монополизует все средства управления каналом до окончания передачи данных. В мультиплексном режиме канал может обслуживать несколько одновременно работающих периферийных устройств (реализуется принцип временного разделения). Интервалы, предоставляемые отдельным устройствам, чередуются в зависимости от поступления запросов от отдельных устройств. В соответствии с реализуемым режимом выделяют селекторные и мультиплексные каналы. Селекторный канал реализует монопольный режим работы и используется для подключения к процессору быстродействующих внешних устройств (накопителей на магнитных дисках, барабанах, лентах). ЭВМ может иметь несколько таких каналов. Мультиплексный канал предназначен для подключения к процессору устройств ввода-вывода, характеризующихся относительно малой скоростью передачи данных (устройства ввода с перфолент, перфокарт, печатающих устройств). К мультиплексному каналу ЭВМ ЕС-1020 может быть подключено до 242 внешних устройств [55]. Следует заметить, что в мультиплексном канале также может быть реализован монопольный режим работы.

Подключение местных устройств ввода-вывода осуществляется через интерфейс к мультиплексному или селекторному каналу. Для подключения удаленных абонентов к ЭВМ необходимо использование специальных средств для сопряжения каналов связи с ЭВМ. Схема подключения удаленного абонента к ЭВМ представлена на рис. 126.

ЭВМ соединяется с линией связи (ЛС) посредством устройства сопряжения (УС) и аппаратуры передачи данных (АПД). Комплекс аппаратуры абонента, объединенный в абонентский пункт (АП), включает АПД, блок управления (БУ) и комплект внешних устройств.

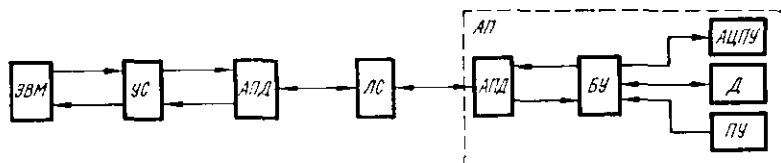


Рис. 126. Схема подключения удаленного абонента к ЭВМ.

В состав комплекта входят дисплей Д, алфавитно-цифровое печатающее устройство (АЦПУ), печатающая машинка (ПМ), перфоратор, устройство ввода с перфоленты и другие внешние устройства.

Устройства сопряжения ЭВМ с АЦД осуществляют электрическое и логическое взаимодействие ЭВМ с АЦД и некоторые другие функции по управлению обменом информацией.

Аппаратура передачи данных предназначена для согласования параметров электрических сигналов, вырабатываемых внешними устройствами, с параметрами используемых каналов связи.

Абонентский пункт представляет собой комплекс аппаратуры, обеспечивающий взаимодействие удаленного абонента с ЭВМ или другим абонентом по каналам связи.

Устройства сопряжения бывают одноканальными или многоканальными. Одноканальные устройства обеспечивают сопряжение ЭВМ с одним каналом передачи данных и работу с одним абонентом. Ввиду ограниченных возможностей такого сопряжения одноканальные устройства сопряжения распространения не получили.

В настоящее время широко используются многоканальные устройства сопряжения, называемые мультиплексорами передачи данных (МПД) и обеспечивающие работу ЭВМ со многими АП, осуществляя электрическое и логическое взаимодействие между ЭВМ и многими каналами передачи данных. Мультиплексор передачи данных соединен с каналом ввода-вывода центральной ЭВМ и через него имеет доступ к основной памяти ЭВМ. МПД стыкуется с каналами связи и через них соединяется с абонентскими пунктами. МПД выполняет широкий набор операций по обеспечению процесса передачи данных: поочередное включение абонентских пунктов и работу с ними, накопление и контроль принимаемых данных, выделение управляющих символов, преобразование кодов из параллельной в последовательную форму, проверку работоспособности аппаратуры и функционирование цепей интерфейсов, обмен информацией с ЭВМ, установление соединения.

Большая часть функций реализуется аппаратно, однако возможна и программная их реализация. МПД как обычные внешние устройства работают под управлением программы, находящейся в оперативной памяти ЭВМ, и реализуют алгоритмы взаимодействия с мультиплексным или селекторным каналом через стандартный интерфейс ввода-вывода, осуществляют передачу данных с различными скоростями, управление обменом данными и другие операции под управлением центральной ЭВМ.

Мультиплексоры передачи данных выполняют также функции

по повышению достоверности передаваемой информации при работе с АП или межмашинном обмене. Повышение достоверности производится путем реализации комплекса мероприятий, таких как разбивка информации на блоки с кодированием групповым или циклическим кодом и передачей контрольных сумм блоков и сигналов начала и конца блока, применение ретрансляющей обратной связи. При неправильной передаче производится повторение блока информации по запросу принимающей стороны.

Мультиплексоры передачи данных обеспечивают работу по коммутируемым телефонным и телеграфным каналам в дуплексном (двусторонняя одновременная связь) и полудуплексном (двусторонняя поочередная связь) режиме со скоростями передачи от 50 до 48×10^3 бит/с [56].

В табл. 21 приведены основные технические характеристики МПД, предназначенных для совместной работы с ЭВМ единой системы.

Аппаратура передачи данных преобразует дискретные сигналы, вырабатываемые оконечными устройствами, к виду, пригодному для передачи по каналам связи, а также сигналы, поступающие из каналов связи, в сигналы оконечного оборудования. В составе АПД функционально выделяются устройства преобразования сигналов (УПС), устройства защиты от ошибок (УЗО), автоматические вызывные устройства (АВУ). УПС, предназначенные для работы по телефонным и широкополосным каналам связи, называются модемами. Специальные устройства согласования обеспечивают работу по телеграфным каналам связи (УПС ТГ) или физическим линиям (УПС НУ).

В соответствии с реализуемой скоростью передачи информации модемы подразделяются на три группы: низкоскоростные, среднескоростные и высокоскоростные. Обычно скорость передачи указывается в наименовании, например модем-1200. При построении модемов используются известные методы передачи цифровой информации на поднесущей частоте (АМ, ЧМ, ФМ и ОФМ). В широкополосных каналах используют КИМ и дельта-модуляцию.

УПС ТГ обеспечивают передачу сообщений по коммутируемым и некоммутируемым телеграфным каналам со скоростью до 200 бит/с в асинхронном режиме и со скоростями 50, 100, 200 бит/с в синхронном режиме.

Автоматические вызывные устройства автоматически соединяются с вызываемым абонентом по номеру, выдаваемому центральной ЭВМ. АВУ формируют сигналы вызова и ответа, осуществляют их передачу и прием, контроль правильности и распознавание ошибочных ситуаций. Различают АВУ для работы по телеграфным (АВУ ТГ) и телефонным каналам (АВУ ТФ).

Устройства защиты от ошибок в виде самостоятельной конструктивной единицы применяются сравнительно редко. В большинстве случаев повышение достоверности достигается на стороне ЭВМ за счет программных средств процессора, а на стороне АП — за счет аппаратных или программных средств блока управления АП.

Для повышения достоверности при передаче больших объемов цифровой информации применяются методы, рассмотренные в

Таблица 21

Тип мультиплексора	Каналы связи	Скорость, бит/с	Помехоустойчивый код	Подключаемая аппаратура: АП, модемы, устройства защиты от ошибок
МПЛ-1 (ЕС-8400)	7 дуплексных Телефонные Телеграфные Физические линии	50—4800	Матричный Циклический	АП — 1, 2, 61÷64, 70; модемы — 200, 2400, 4800; Телеграфные аппараты 5 и 7 элементного кода; МПД — 1, 2; УП ТГ, УПС НУ
МПЛ-2 (ЕС-8402)	88 дуплексных Телефонные Телеграфные Физические линии	50—4800	Матричный Циклический	АП — 1, 2, 4, 11, 31, 32, 50, 61÷64, 70; модемы — 200, 2400, 4800; телеграфные аппараты 5 и 7 элементного кода; МПД — 1, 2, 3; УПС ТГ, УПС НУ
МПЛ-3 (ЕС-8403)	2 дуплексных Телефонные Телеграфные Физические линии Широкополосные	50—48000	Матричный Циклический	АП — 1÷4, 11, 70; модемы — 200, 1200, 2400, 4800, 48000; телеграфные аппараты 5 и 7 элементного кода; МПД — 2, 3; УЗО — 1200, 4800, 48000; УПС ТГ, УПС НУ
МПЛ-4 (ЕС-8404)	12 полу- дуплексных Телефонные Физические линии	200—1200	Матричный	АП — 1, 5, 6, 32; модемы — 200, 1200; МДП — 4; УПС НУ

Примечание. УПС ТГ — устройства преобразования сигналов для работы по телеграфным каналам связи, УПС НУ — устройства преобразования сигналов низкого уровня для передачи сигналов по соединительным (физическим) линиям.

Таблица 22

АИД	Режим работы	Тип модуляции	Скорость передачи, $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	Каналы связи	Тип интерфейса
Модем-200 (ЕС-8001)	Д, А, С	ЧМ	200	ТЛФА, ТЛФК, ФЛ	С1, С2
Модем-200 (ЕС-8002) ЧССР	ПД, Д, А, С	ЧМ	50, 100, 200	ТЛФА, ТЛФК, ФЛ	С1, С2
Модем-200 (ЕС-8002) ГДР ВНР	Д, А ПД, Д, А	ЧМ	200	ТЛФА, ТЛФК, ФЛ	С1, С2
Модем-1200 (ЕС-8005) (ЕС-8006)	ПД, Д, А, С	ЧМ	600 1200	ТЛФА, ТЛФК, ФЛ	С1, С2
Модем-2400 (ЕС-8010)	Д, С	ОФМ	600 1200 2400	ТЛФА	С1, С2
Модем-2400 (ЕС-8011)	ПД, Д, С	ОФМ	1200 2400	ТЛФА, ФЛ	С1, С2
Модем-4800 (ЕС-8015)	Д, С	ОФМ	2400 4800	ТЛФА	С1, С2
Модем-48000 (ЕС-8019)	Д, С	АМ	24000 48000	ШП	С1, С2
УПС-ТГ (ЕС-8030)	ПД, Д, А, С		50, 100 200	ТЛГА, ФЛ	С1, С2
УПС-ТГ (ЕС-8032)	ПД, Д, А, С		50, 100 200	ТЛГА, ТЛГК	С1, С2
УЗО-1200 (ЕС-8122)	ПД, А, С		200, 600 1200, 2400, 4800	ТЛФА, ТЛФК	С2, С3
УЗО-4800 (ЕС-8135)	Д, С		50, 100, 200 600, 1200, 2400, 4800	ТЛФА	С2, С3
УЗО-48000 (ЕС-8140)	Д, С		24000 48000	ШП	С2, С3

Сокращения: Д — дуплексный; ПД — полудуплексный; А — асинхронный; С — синхронный; ЧМ — частотная модуляция; ОФМ — относительная фазовая модуляция; АМ — амплитудная модуляция; ТЛФА, ТЛГА — телефонный или телеграфный арендованный (некоммутируемый); ТЛФК, ТЛГК — коммутируемые; ФЛ — физические линии; ШП — широкополосный.

постоящей главе. Чем выше требуется степень достоверности, тем сложнее и дороже аппаратура УЗО.

В табл. 22 приведены технические характеристики некоторых устройств, входящих в состав АПД, предназначенных для работы с ЭВМ единой системы.

Абонентские пункты — это либо ЭВМ со своим МПД, либо несколько внешних устройств ЭВМ со своим блоком управления. Основными элементами абонентского пункта являются блок управления, аппаратура передачи данных, устройства ввода-вывода. Блок управления реализует алгоритм работы абонентского пункта, выполняя операции по установлению и разъединению контакта между АП и МПД, а также по управлению обменом между ними.

Блоком управления генерируются и распознаются необходимые управляющие сигналы, подсчитываются и сравниваются контрольные суммы блоков данных, выдаются сообщения о готовности к работе. С помощью блока управления производится согласование скорости работы внешних устройств и скорости передачи данных.

При приеме информации от ЭВМ блок управления преобразует коды канала в коды внешнего устройства, которому адресовано сообщение. При передаче блоком управления производится обратные преобразования кодов. Блок управления обеспечивает автономное функционирование устройств, входящих в состав абонентского пункта.

Важной характеристикой абонентского пункта является номенклатура внешних устройств, входящих в его состав. Среди других отличительных характеристик выделяют: типы каналов связи и способы передачи данных, типы МПД, сопрягающихся с абонентскими пунктами, алгоритмы работы по каналам связи.

Функции АПД в составе аппаратуры абонентского пункта не отличаются от ее функций при работе с МПД и центральной ЭВМ. Обычно используются модемы со скоростью передачи от 200 до 4800 бит/с, УИС ТГ и некоторые другие.

Возможности АП определяются внешними устройствами, входящими в его состав. Простейшие АП выполняются на основе пишущей машинки или телетайпа и реализуют скорости передачи информации 50—600 бит/с. По мере усложнения АП в их состав включаются перфокарные устройства ввода-вывода, алфавитно-цифровые печатающие устройства, алфавитно-цифровые и графические устройства отображения информации, накопители на магнитных лентах и дисках. С усложнением абонентского пункта расширяются его функциональные возможности.

В настоящее время разработан ряд абонентских пунктов, предназначенных для работы с ЭВМ единой системы. Характеристики некоторых из них приведены в табл. 23.

Организация доступа к ЭВМ по каналам связи большому числу пользователей позволяет эффективно решать задачи сбора и обработки данных, управления ресурсами, производственными процессами, испытаниями, экспериментальными исследованиями, повышает эффективность использования ЭВМ.

Таблица 23

Тип	Ввод	Вывод	АПД	Скорость передачи, $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	Каналы связи	Помехоустойчивый код
АП-1 (EC-8501)	Клавиатура перфолента карты с краевой перфорацией, (KK/I)	Перфолента печать ККП	Модемы 200, 1200 УПС ТГ, УПСНУ	50, 100, 200, 600, 1200	ТЛФК, ТЛФА, ТЛГА	Матричный (М)
АП-2 (EC-8502)	Клавиатура перфолента ККП	Перфолента печать ККП	Модемы 200, 1200 УПС ТГ	200	ТЛФА, ТЛФК, ТЛГА, ТЛПК	М
АП-3 (EC-8503)	Перфолента	перфолента	Модем-1200 УПС НУ	600, 1200	ТЛФА, ТЛФК	Циклический (Ц)
АП-4 (EC-8504)	Клавиатура перфолента перфокарты	перфолента печать магнитная лента АЦПУ	Модем-1200	600, 1200, 2400	ТЛФА	М
АП-11 (EC-8511)	Перфокарты перфолента	перфокарты перфолента АЦПУ	Модем-2400	1200, 2400	ТЛФА	Ц
АП-61 (EC-8561)	Клавиатура	печать дисплеев	Модем-2400	1200, 2400	ТЛФА	М
АП-63 (EC-8563)	Клавиатура	печать дисплеев	Модем-2400	1200, 2400	ТЛФА	М
АП-70 (EC-8570)	Клавиатура	печать	Модем-200	100	ТЛФА, ТЛФК, ТЛГА	М

Контрольные вопросы и примеры

1. Роль и место устройств передачи информации в автоматизированных системах. Требования к устройствам передачи информации.
2. Дать определение канала связи. Какими параметрами характеризуется канал связи?
3. Назвать физические причины, ограничивающие скорость передачи информации по каналу связи.
4. Дать определение пропускной способности канала связи.
5. Вывести выражения для пропускной способности дискретного канала связи без помех; непрерывного канала связи.
6. При каких условиях значительное расширение полосы частот канала не приводит к существенному увеличению его пропускной способности?
7. Найти спектральную плотность сигнала $S(f)$, которая при заданных значениях его полной мощности $P_c = \int_{f_1}^{f_2} S(f) df$ и спектральной плотности мощности нормальной помехи $N(f)$ обеспечит максимальную скорость передачи информации. Найти вид функции $N(f)$, при котором помеха будет иметь наибольшее мешающее действие.
8. Информацию от комплексного датчика, характеризующегося параметрами $n_0 = 100$ отсчетов в секунду, $N_s = 128$, $l = 10$, необходимо передать по каналу связи без потерь. Определить пропускную способность канала связи. Найти значение полосы частот канала при величине отношения сигнал/шум в канале 3; 7; 15. При значении полосы частот канала, соответствующем $\psi = 15$, определить эквивалентное число делений системы канал — комплексный датчик при $\psi = 7$; 3.
9. Определить характеристику нелинейного преобразователя, преобразующего исходный закон распределения $p(x) = \begin{cases} e^{-x}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$ в закон $q(y) = 4y^3 e^{-y^4}$. Пояснить процесс преобразования с помощью графических построений.
10. Сформулировать условие оптимального согласования источника дискретных сообщений с каналом связи.
11. Символы сообщения x_1, x_2, x_3, x_4 , характеризующиеся вероятностями появления $p_1 = 0,5$; $p_2 = 0,25$; $p_3 = 0,125$; $p_4 = 0,125$, представляются в канале связи электрическими импульсами длительностью $t_1 = 6c$, $t_2 = 4c$, $t_3 = 3c$, $t_4 = 2c$ и $t_1 = 2c$, $t_2 = 3c$, $t_3 = 4c$, $t_4 = 6c$. Определить скорость передачи информации для двух случаев. Определить оптимальные значения длительностей импульсов.
12. Сформулировать правило построения кода Шеннона — Фано. В каком случае код Шеннона — Фано является избыточным?
13. Что называется основанием кода, длиной кодовой комбинации?
14. Что называется избыточностью кода? Каковы причины появления избыточности?
15. В каких случаях целесообразно кодирование блоков сообщений? Привести примеры.
16. Сформулировать правило построения кода Хаффмена. Чем код Хаффмена отличается от кода Шеннона — Фано?
17. Какие коды называются префиксными? Привести примеры префиксных кодов.
18. Что называется кратностью ошибки, пакетом ошибок, кодовым расстоянием?
19. Пояснить принцип построения помехоустойчивых кодов.
20. Что такое коэффициент обнаружения кода?
21. Как связана кратность обнаруживаемой (исправляемой) ошибки с кодовым расстоянием?
22. Вывести зависимость между кратностью ошибки и требуемым числом контрольных символов.
23. Пояснить различие между разделимыми и неразделимыми кодами. Привести примеры соответствующих кодов.
24. Пояснить правило построения кода с четным числом единиц. С помощью каких устройств осуществляется контроль четности?
25. Сформулировать правило построения и охарактеризовать корректирующие свойства инверсного кода. Привести примеры.

26. Сформулировать правило построения матричного кода и охарактеризовать его корректирующие свойства. Привести пример.

27. Показать, что матричный код обладает способностью обнаруживать групповые ошибки. В каком случае избыточность такого кода будет минимальной?

28. Охарактеризовать свойства кодов с постоянным весом. Привести схему устройства обнаружения ошибок.

29. Какие коды называются циклическими?

30. Что такое образующий полином, полином ошибки?

31. Сформулировать правила построения циклических кодов.

32. Как зависят корректирующие свойства кода от выбора образующего полинома?

33. Привести схемы и пояснить принцип работы кодирующих устройств циклического кода.

34. Пояснить принцип построения кода, исправляющего одиночные ошибки. Привести схемы кодирующего и декодирующего устройств. Каковы возможности улучшения корректирующих свойств этого кода?

35. Пояснить правило построения цепного кода.

36. Сравнить корректирующие свойства помехоустойчивых кодов. Назвать области их применения.

37. Почему немодулированная несущая не несет информации?

38. Назвать известные виды переносчиков, известные виды модуляции.

39. Чем отличается модуляция от манипуляции?

40. Описать свойства амплитудно-модулированного сигнала.

41. Описать свойства ЧМ и ФМ сигналов. Сравнить эти два вида модуляции. В чем их отличие?

42. Кратко охарактеризовать и сравнить между собой импульсные виды модуляции.

43. Что такое помехоустойчивость? Как количественно оценивается помехоустойчивость при передаче непрерывных сообщений, при передаче дискретных сообщений?

44. Показать, что при использовании угловых видов модуляции среднеквадратичная ошибка воспроизведения сообщений меньше, чем при амплитудной модуляции. Определить степень уменьшения ошибки для указанных случаев, а также для случая фазовой манипуляции.

45. Дать определение многоканальной системы передачи информации. Назвать известные виды многоканальных систем передачи информации.

46. В чем сущность операций уплотнения и разделения?

47. Сформулировать условия линейной независимости сигнальных функций. Привести примеры линейно независимых сигналов.

48. Записать условие ортогональности сигнальных функций. Какие системы сигнальных функций называются взаимными?

49. Привести основные соотношения для многоканальной системы с линейно независимыми канальными сигналами. Что такое перекрестные помехи?

50. Привести примеры ортогональных сигнальных функций.

51. Пояснить принцип частотного уплотнения и разделения каналов.

52. Какими факторами определяется максимальное число каналов многоканальной системы с частотным разделением?

53. Пояснить принцип работы многоканальной системы с временным уплотнением и разделением каналов. Как определяется число каналов в системе с временным разделением?

54. Пояснить возможности дополнительного уплотнения многоканальных систем путем применения многократной и многоступенчатой модуляции.

55. Чем объясняется высокая помехоустойчивость кодовых методов передачи информации? В чем проявляется пороговый эффект при передаче дискретных сообщений?

56. Пояснить принцип дельта-модуляции. Записать условие работы системы с дельта-модуляцией без перегрузок.

57. В чем сущность комбинационного уплотнения и разделения каналов? Какие методы модуляции применяются при комбинационном уплотнении и разделении?

58. Привести структурную схему системы с фазовой манипуляцией. Каковы недостатки этой системы?

59. Пояснить принцип относительной фазовой манипуляции на примере конкретного устройства. Как получить фазово манипулированный сигнал?

60. Пояснить принцип трехкратной ОФМ. Привести схему устройства разделения.
61. Как оценивается эффективность многоканальных систем передачи информации? Перечислить известные критерии оценки. Установить связь между ними.
62. Привести структурные схемы систем с постоянными и переменными направлениями связи. Сравнить их между собой.
63. Сравнить между собой способы коммутации каналов и коммутации сообщений. Определить преимущества и недостатки каждого из них.
64. Какие каналы используются для передачи цифровой информации? Как они разделяются по пропускной способности?
65. Назвать основные виды ошибок и причины их появления в телефонных и телеграфных каналах.
66. Пояснить применение решающей обратной связи для повышения достоверности передачи информации.
67. Пояснить работу системы с решающей обратной связью, с информационной обратной связью, с детектором качества сигнала.
68. Какие схемные методы используются для повышения достоверности передачи информации?
69. Что такое приоритет сообщения?
70. Пояснить работу системы передачи данных с аппаратным управлением.
71. Сравнить характеристики систем коммутации сообщений с аппаратным и программным управлением.
72. В чем различие между монопольным и мультиплексным режимами работы канала ввода-вывода ЭВМ?
73. Что такое интерфейс?
74. Что такое мультиплексор передачи данных? Каковы его функции в процессе обмена информацией между ЭВМ и удаленными абонентами?
75. Какие устройства входят в состав аппаратуры передачи данных? Что такое модем?
76. Что такое абонентский пункт? Какие устройства входят в его состав? Какие функции выполняет блок управления абонентского пункта в процессе обмена информацией?

Глава IV

УСТРОЙСТВА РЕГИСТРАЦИИ ИНФОРМАЦИИ

Устройства регистрации информации являются важным элементом электронных комплексов, решающих задачи управления, контроля, обработки информации. Регистрирующие устройства включаются в состав внешних устройств ЭВМ, имеются в комплекте оборудования абонентов, обменивающихся информацией по каналам связи. Регистрирующие устройства используются при подготовке данных для ввода в ЭВМ, при проведении научных исследований и производственных испытаний. Полученные в процессе регистрации документы могут быть переданы, преобразованы, использованы для составления архива.

Часто регистрация является промежуточным этапом в цикле обработки информации. В таком случае зарегистрированные данные считываются с документа регистрации, кодируются и вводятся в ЭВМ для обработки по заданной программе. Таким способом, в частности, обрабатывается большая часть телеметрической информации и информации, получаемой при полевых испытаниях оборудования.

В процессе работы ЭВМ многократно обращается к запоминающим

устройствам на магнитных лентах, магнитных барабанах, дисках, которые также являются устройствами регистрации. В настоящее время существуют методы, позволяющие регистрировать информацию, представленную в аналоговой и цифровой форме. Методы и устройства различны по точности, надежности, быстродействию, используемым физическим принципам. Рассмотрим основные характеристики регистрирующих устройств для определения возможных областей их применения.

1. ПОСИТЕЛИ ИНФОРМАЦИИ. ИНФОРМАЦИОННАЯ ЕМКОСТЬ НОСИТЕЛЕЙ. ДОКУМЕНТЫ РЕГИСТРАЦИИ

Регистрация информации — это размещение поступающей информации на материальных носителях в форме видимых или скрытых изображений с использованием геометрической, физической или цифровой символики.

Геометрические символы выражают значение какого-либо параметра длиной отрезка линии, расстоянием между двумя точками или углом.

Физические символы отображают значения параметров физического состояния носителя.

В качестве цифровых символов используются буквы, цифры, условные знаки, дискретные геометрические образования или физические состояния, надежно отличающиеся друг от друга.

Одним из основных элементов регистрирующих устройств является носитель, представляющий собой физическое тело, параметры которого изменяются под действием информационных сигналов или потоков энергии, управляемых этими сигналами.

Носители бывают точечные, линейные, плоскостные и объемные.

Точечные носители являются элементами всех остальных носителей. Например, линейный носитель представляет собой совокупность точек, упорядоченных в одном направлении.

Носители характеризуются информационной емкостью. Она определяется максимальным количеством информации, которое способен вместить носитель.

Определим информационную емкость различных носителей.

Точечный носитель. На точечном носителе информация не может быть отображена геометрически. Отображение информации осуществляется с использованием физической символики. Теоретическое количество различных символов m может изменяться от 2 до бесконечности. Однако число реально различных символов всегда конечно, так как число различных физических состояний носителя ограничено.

Информационная емкость точечного носителя определяется выражением

$$C_T = \log m. \quad (\text{IV-1})$$

Линейный носитель характеризуется двумя мерностями — физической и геометрической. Обе мерности могут быть использованы для представления информации. На длине носителя L может быть выделено определенное количество различных элементов n , которые

могут рассматриваться как отдельные точки. Тогда информационная емкость линейного носителя

$$C_n = n \log m. \quad (IV-2)$$

Количество различных элементов на единице длины носителя характеризует плотность размещения элементов или пространственную частоту f :

$$f = \frac{n}{L}. \quad (IV-3)$$

Подставляя (IV-3) в (IV-2), получим

$$C_n = fL \log m, \quad (IV-4)$$

причем при определении информационной емкости берется максимальное для данного носителя значение пространственной частоты.

Плоский носитель характеризуется двумя геометрическими и одной физической мерностью. Определим информационную емкость плоского носителя

$$C_n = n_1 n_2 \log m, \quad (IV-5)$$

где n_1 и n_2 — количество различных элементов носителя по геометрическим измерениям L_1 и L_2 . Если максимальная пространственная частота для обоих геометрических измерений одинакова, то

$$C_n = f^2 L_1 L_2 \log m. \quad (IV-6)$$

Информационная емкость *объемного носителя* C_0 находится аналогично с учетом того, что объемный носитель характеризуется тремя геометрическими и физической мерностью:

$$C_0 = n_1 n_2 n_3 \log m. \quad (IV-7)$$

Выражение (IV-7) может быть также преобразовано к виду

$$C_0 = f^3 L_1 L_2 L_3 \log m. \quad (IV-8)$$

При определении информационной емкости различных носителей по (IV-1) — (IV-8) в зависимости от выбранного основания логарифма получим значение в двоичных, натуральных или десятичных единицах.

Примером линейного носителя информации может быть проволока из магнитного материала, используемая в аппаратах магнитной записи. Широкое распространение получили плоские носители — различные бумажные носители (перфокарты, перфоленты, круговые диаграммы), мишени запоминающих электронно-лучевых трубок, магнитные ленты, фотопленки и др. Примером представления информации на объемных носителях являются модели, изготавливаемые из легкодеформируемых материалов. Обычно при использовании объемных носителей реализуются три геометрические мерности.

Информация характеризуется мерностью, т. е. может быть нульмерной, одномерной, двумерной и т. д. Мерность изображений, создаваемых при регистрации, должна соответствовать мерности информации. Для этого необходимо, чтобы мерность информации не превышала количества измерений носителя. В реальных условиях данное

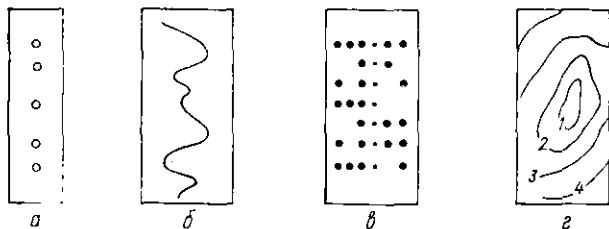


Рис. 127. Документы регистрации первого (а), второго (б, в) и третьего (г) порядков.

требование не всегда оказывается выполненным, что может привести к потерям информации. Потери информации будут происходить и в том случае, когда число квантов информации по какому-либо измерению окажется больше числа различных элементов носителя в соответствующем измерении. Например, величина X , характеризующаяся числом квантов $m_X = 100$, не может быть зарегистрирована без потерь на точечном носителе с $m = 10$.

Документы регистрации в соответствии с мерностью зарегистрированной информации разделяют на документы первого порядка, документы второго, третьего и т. д. порядка. Примером документа первого порядка может служить узкая бумажная лента с пробивками, отмечающими наличие или отсутствие какого-либо параметра (рис. 127, а). Заметим, что документы первого порядка на практике встречаются чрезвычайно редко. Значительно чаще приходится оперировать с документами второго порядка, представляющими собой графики изменений параметра во времени, в функции другого параметра. Сюда же относятся круговые диаграммы, перфолисты, перфокарты, записи сигналов на мишенях запоминающих электронно-лучевых трубок и другие (рис. 127, б, в).

Примером документов третьего порядка могут служить картины потенциальных, температурных и других полей, зарегистрированные на плоском носителе с использованием физической и двух геометрических мерностей. Физическая мерность может быть отображена степенью почернения, глубиной потенциального рельефа, величиной намагниченности. На рис. 127, г картина поля отображается с помощью линий равного уровня, фотографическое полутоновое изображение также является документом третьего порядка.

Еще раз отметим, что в современных устройствах регистрации для получения документов различных порядков в основном используются плоские носители в виде лент, пленок, карт, листов.

2. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ ИНФОРМАЦИИ

Классификация способов регистрации. Основные характеристики

Регистрация информации, т. е. размещение ее на материальных носителях, представляет собой некоторую совокупность процессов, сопровождающих взаимодействие инструментов регистрации с

носителями. В результате такого взаимодействия на носителе остается некоторый след, характеризующий регистрируемый параметр.

Взаимодействие инструмента (органа) регистрации может сопровождаться механическим контактом с носителем. В этом случае способ регистрации называется *контактным*. Если такой контакт отсутствует, способ регистрации считается *бесконтактным*.

Все известные способы регистрации информации могут быть разделены на три группы [35]: 1) способы регистрации нанесением слоя вещества; 2) снятием слоя вещества; 3) изменением состояния вещества носителя.

К первой группе относятся: карандашный, чернильный, струйный, копировальный, печатный способы. Носителем информации является обычная или специально подготовленная бумага, на которую наносится слой графита, чернил, красящего вещества. Регистрирующими органами являются печатающие стержни, перья с чернилами, шариковые ручки.

Ко второй группе относят резцовые и перфораторные способы регистрации. Регистрирующим органом служит резец, снимающий тонкий слой вещества с поверхности носителя, или пуансон, пробивающий в носителе отверстия. При взаимодействии резца с носителем на последнем остается след, отображающий регистрируемую величину. При перфораторном методе следом является отверстие в носителе.

Наиболее многочисленной является третья группа, характеризующаяся разнообразием используемых физических явлений, носителей информации и регистрирующих органов. Изменить состояние вещества можно воздействием на носитель электрической, магнитной, лучистой энергии, энергии заряженных частиц. Органами регистрации являются электроды, электромагниты (магнитные головки), световой или электронный луч, поток заряженных частиц. Разнообразие используемых при регистрации физических явлений обуславливает и разнообразие носителей информации, в качестве которых используют бумажные носители, магнитные ленты, фотопленку и другие фотоматериалы, диэлектрик, на поверхности которого под действием потока заряженных частиц образуется потенциальный рельеф, термопластические пленки.

Не все приведенные способы регистрации получили одинаковое распространение в автоматизированных системах. Некоторые способы разработаны давно и существует серийная аппаратура, обеспечивающая регистрацию определенных классов процессов или типов данных. Другие способы появились сравнительно недавно (например, термопластическая запись). Аппаратура регистрации с использованием этих методов представляет собой единичные экспериментальные образцы, по которым зачастую трудно даже очертить контуры будущего серийного устройства.

Сравнительная оценка способов регистрации может быть проведена по ряду показателей, отражающих точностные, скоростные, эксплуатационные и другие характеристики способа. Например, в работе [35] предлагается оценивать способы регистрации по *чувствительности*, определяемой величиной, обратной энергии E , затрачиваемой для

получения следа определенной интенсивности. Другой характеристикой способа регистрации является *быстродействие*, которое можно оценивать по ширине полосы частот регистрируемого сигнала. Быстродействие способа ограничивается инерционностью органа регистрации и инерционностью носителя информации.

Инерционность носителя оценивается по времени, необходимому для образования на носителе под воздействием инструмента регистрации следа заданной интенсивности.

Точность способа регистрации определяется степенью соответствия зарегистрированного и исходного сигнала. Поскольку характер сравниваемых величин различен (например, электрическое напряжение и график, кодовые сигналы и пробивки на перфокарте или перфоленте), ввести понятие погрешности удается не всегда и степень соответствия оценивается качественно.

Разрешающая способность способа регистрации может быть оценена по количеству раздельно воспринимаемых элементов, которые могут быть нанесены на единицу длины носителя информации в определенном направлении при использовании данного способа. Величина разрешающей способности в этом случае определится в элем/мм и будет характеризовать максимальную пространственную частоту размещения элементов. Разрешающая способность способа может быть различной по различным мерностям носителя и в ряде случаев (по физическим мерностям) она определяется просто числом раздельно воспринимаемых элементов. Разрешающая способность по геометрическим мерностям зависит от размеров регистрирующего органа и возрастает при их уменьшении.

К эксплуатационным характеристикам способов регистрации относятся: простота или сложность эксплуатации регистрирующего устройства, необходимость последующей обработки носителя для получения изображения и сложность технологии последующей обработки, возможность регистрации вспомогательной информации на поверхности носителя, возможность размножения информации, возможность последующего съема данных с носителя для ввода в ЭВМ, наглядность представления информации на носителе.

Рассмотрим характеристики способов регистрации, получивших широкое распространение. К их числу относятся: графические методы регистрации с использованием карандашной, чернильной, резцовой, светолучевой и других видов визуальной записи, перфораторные способы регистрации, методы регистрации информации на магнитных носителях или диэлектрических поверхностях.

Графические способы регистрации

Карандашная запись. При карандашной записи вследствие трения между пишущим стержнем и бумагой частицы материала стержня переходят на поверхность носителя. Карандашная запись используется на стадии ручной подготовки первичных документов, информация с которых затем считывается вручную или автоматически и вводится в ЭВМ. В автоматических регистрирующих приборах карандашная

запись применяется редко из-за большого потребления энергии, малой разрешающей способности (определяемой толщиной пишущего стержня), малого быстродействия. Преимуществом карандашной записи является возможность использования практически любых видов бумажных носителей, стабильность свойств записи. Применяя цветные карандаши, можно обеспечивать запись различных параметров разным цветом, что позволяет повысить наглядность представления зарегистрированных данных и облегчает возможность их последующего считывания с носителя, особенно в тех случаях, когда записи отдельных параметров пересекаются, совмещаются. В ряде случаев при карандашной регистрации используются магнитные карандаши, характеризующиеся тем, что в состав вещества грифеля введены частицы вещества, имеющего большую коэрцитивную силу. Следы, оставленные магнитным карандашом, могут быть считаны как оптическими, так и магнитными методами.

Чернильная запись. Чернильная запись по сравнению с карандашной имеет ряд преимуществ, например, малое потребление энергии при регистрации, высокое качество получаемой записи, малая изнашиваемость регистрирующего органа. В качестве носителя обычно используются различные сорта бумаги. Красящим веществом являются чернила или чернильные пасты. Регистрирующие органы — это различного вида перья, трубки, шариковые ручки. Используемые красящие вещества различны по своему составу, однако для обеспечения хорошего качества записи красящие вещества должны легко переходить с пишущего органа на поверхность бумаги, не расплываться на бумаге, обеспечивать получение изображения с высоким контрастом и постоянством оптической плотности вдоль линии записи (однородность линии), не обладать химической активностью по отношению к материалу носителя и пишущего органа. Введение различных красителей обеспечивает получение широкой гаммы цветов чернил или паст. В чернила (пасты) могут быть введены вещества с большой коэрцитивной силой. В этом случае чернила приобретают магнитные свойства. Данные, записанные магнитными чернилами, могут быть считаны оптически и магнитными методами.

При чернильной записи красящее вещество подводится к органу регистрации — перу или трубке по специальному каналу. В ряде случаев резервуар для чернил конструктивно объединяют с пером или трубкой в одно целое. В процессе регистрации чернила стекают на бумагу в месте контакта пера с носителем. Поверхность пера в месте контакта должна быть гладкой, без острых кромок, заусенцев.

При записи документов вручную обеспечивается скорость записи 1 линия/с, плотность записи 2—4 линии/см [36]. Чернильная запись широко используется в автоматических регистрирующих приборах: самопишущих вольтметрах, потенциометрах, графопостроителях. При автоматической регистрации скорость может быть значительно выше и достигать единиц метров в секунду. Ширина линии записи составляет 0,25—0,5 мм, что дает возможность реализовать разрешающую способность порядка 2—4 линии/мм.

Быстродействие устройств с чернильной записью ограничивается инерционностью механической системы, приводящей в движение пишущий орган. Разрешающая способность ограничивается размерами пишущей окрестности, расплыванием чернил. Регистрирующие устройства, использующие контактную чернильную запись, например приборы типа ЭПЦ, ЭЦД, характеризуются небольшим быстродействием.

Повышение быстродействия при использовании чернильной записи может быть достигнуто путем использования струйных перьев вместо контактных. В этом случае запись информации осуществляется струей чернил или другого красящего вещества, подаваемого под давлением на бумагу через узкий канал. Образование изображения происходит как и при контактном методе записи при высыхании чернил.

По данным, приведенным в [36], струйный метод позволяет записывать процессы с максимальной частотой до 10 кГц при высоком качестве записи.

Управление струей в процессе записи может осуществляться механическим, пневматическим, электрическим или магнитным способом. Отклонение струи при использовании указанных методов производится поворотом распыляющего элемента, воздушным потоком переменного давления, действующим на струю, электрическим или магнитным полем (в последнем случае чернила выполняются магнитными). Примером успешного использования струйной записи являются приборы «Миниограф», в которых управление струей чернил, подаваемых под высоким давлением, производится с помощью электростатического поля. Быстродействие таких приборов сравнимо с быстродействием шлейфных осциллографов. Записи приборов со струйными перьями отличаются малой шириной линии записи и достаточно высоким контрастом при высоких скоростях регистрации.

В настоящее время разработано значительное количество устройств, использующих различные модификации струйного метода записи. К их числу относятся плазменно-струйные устройства, газо- и паро-струйные регистраторы и ряд других. Использование трафаретов или точечно-струйной записи дает возможность регистрировать информацию в цифро-буквенном виде.

Фотографическая запись. Фотографическая регистрация широко используется для записи различных параметров, характеризующихся значительными скоростями изменения. Основной принцип фотографии заключается в воздействии электромагнитных волн на некоторые вещества, входящие в состав рабочего слоя носителя. В результате такого воздействия в рабочем слое происходят фотохимические процессы, обуславливающие в конечном счете изменение оптических свойств носителя. Возникающие под действием электромагнитного излучения неоднородности внутреннего состояния выявляются в процессе последующей обработки носителя, сводящейся к проявлению и закреплению изображения. Существуют также фотоносители непосредственного почернения, не требующие традиционных мокрых процессов проявления и фиксации.

В качестве светочувствительных материалов используются галонидные соединения серебра (AgCl , AgBr и др.), а также некоторые другие соединения. Носитель состоит из фоточувствительного слоя, нанесенного на основу. В фоточувствительный слой входит связывающее вещество — желатин, в котором равномерно распределены микрокристаллы бромистого серебра. В качестве основы используется бумага, картон, стекло, прозрачные пленки. Для регистрации информации фотографическим методом ее необходимо преобразовать в световые сигналы — светящиеся символы, изображения, положение светового луча, яркость источника света.

Фотографический метод обладает высоким быстродействием, обеспечивает высокое качество документа регистрации и высокую разрешающую способность (до 1000—1500 линий/мм). При регистрации фотографическим методом может быть использована геометрическая, физическая или цифровая символика. Поэтому фотографический метод широко используется для записи медленно и быстропротекающих процессов. При использовании фотографического метода регистрации имеется возможность использования цветового признака для различения отдельных параметров.

Главным недостатком фотографического метода является необходимость дополнительной обработки носителя, а также возможность ухудшения качества или потери записи при неправильном проявлении. Задержка между моментом регистрации и моментом получения документа не позволяет визуально контролировать параметры в ходе регистрации.

Задержку можно уменьшить при использовании электрофотографической регистрации, не требующей мокрых процессов проявления и закрепления. При электрофотографической регистрации используется эффект образования в слое фотополупроводника скрытого электростатического изображения, которое становится видимым после проявления в специальном проявителе. Электрофотографический носитель становится чувствительным к свету после создания на его поверхности в темноте электростатического заряда. Затем на носитель проектируется регистрируемое изображение (информация, преобразованная в световые сигналы). Под действием света, падающего на фотополупроводник, сопротивление его отдельных элементов уменьшается пропорционально их освещенности. В результате этого заряды стекают с поверхности фотополупроводника неравномерно и образуется зарядный рельеф. Скрытое изображение проявляется с помощью тонкозмельченного порошка, осаждающегося на заряженных участках в количестве, пропорциональном величине оставшегося после экспонирования носителя заряда. Если в качестве носителя используется пластина с полупроводниковым покрытием, то проявленное изображение переносится на бумагу и закрепляется на ней. Если же слой фотополупроводника нанесен на бумажную основу, закрепление производится на бумаге. Закрепление осуществляется в парах некоторых веществ (например, ацетона) или путем нагревания.

Простота технологического процесса получения документа делает электрофотографию перспективным методом, однако низкая чувстви-

тельность носителей не позволяет использовать их для регистрации быстротекущих процессов. В настоящее время чувствительность электрографической бумаги составляет примерно 20 единиц ГОСТ. Разрешающая способность порядка 20 линий/мм. Другим недостатком этого метода регистрации является громоздкость оборудования, поскольку для нанесения зарядного рельефа требуется высоковольтный источник с напряжением порядка 5—10 кВ.

Печатные способы регистрации. Печатные способы являются одними из наиболее распространенных методов регистрации, используемых при подготовке первичных данных для ввода в ЭВМ, при выводе и размножении информации. Процесс регистрации состоит в нанесении окрашенного печатного знака на носитель — бумагу. При этом обязательным является контакт между регистрирующим органом и носителем. В большинстве печатающих устройств нанесение печатного знака на поверхность носителя производится ударом. Усилие удара составляет 100—1000 г и зависит от типа носителя, длительности удара, скорости движения печатающего органа. Скорость печати зависит от многих факторов, например, инерционности подвижной системы печатающего устройства, времени контакта органа регистрации с носителем. Скорость печати достигает $40 \div 50$ ударов в секунду. Для получения видимого и долговечного изображения знака используются различные методы нанесения красящих веществ, из которых наибольшее распространение получили методы нанесения краски с помощью посредника — окрашивающей ленты или непосредственно печатающим элементом. Применение лент обеспечивает высокое качество печатных знаков. Лента выдерживает до 300 и более ударов по одному печатному месту. Недостатком документа, получаемого при использовании копировальной ленты, является сетчатая структура знаков, обусловленная пропечаткой структуры материала ленты. Этот недостаток является существенным при автоматизированном вводе в ЭВМ печатных документов с помощью оптических читающих устройств. Красящий слой копировальной ленты может обладать магнитными свойствами. Такие ленты часто используются при подготовке документов для ввода их в ЭВМ с помощью магнитных читающих устройств.

При нанесении краски на носитель непосредственно печатающим элементом производится предварительная окраска знаков путем покрытия их тонким слоем красителя. Этот метод используется в устройствах с вращающимися печатающими колесами. На поверхность печатных знаков краска наносится с помощью вращающегося войлочного валика, предварительно пропитанного красителем. В процессе регистрации происходит обеднение валика краской, поэтому валик периодически заменяют. В некоторых устройствах нанесение краски производится лишь на те знаки, которые выбраны для печати. При использовании красящего валика структура красящей поверхности не проявляется.

Простота технологического процесса регистрации, довольно высокое качество печати, возможность получения нескольких экземпляров документа, надежность и стабильность работы обусловили широкое распространение электромеханических печатающих устройств.

Перфораторный способ регистрации

Перфораторный способ регистрации является предельным случаем регистрации со снятием слоя вещества. След, оставляемый регистрирующим органом, представляет собой отверстие круглой, прямоугольной или другой формы.носителем информации является бумага (бумажная лента), тонкий картон, регистрирующими органами — стальные иглы, пуансоны. Для пробивки отверстий в бумажных лентах или картоне требуются значительные механические усилия. По этой причине в перфораторах используются мощные приводные механизмы. Результатирующим документом регистрации являются перфоленты и перфокарты. На перфоленте отверстия пробиваются по нескольким дорожкам одновременно, на перфокартах — по нескольким колонкам одной строки.

Расположение отверстий и их количество определяется записываемой информацией. Диаметр отверстий на информационных дорожках перфоленты равен 1,8 мм. При использовании перфораторного способа регистрации получаемый документ характеризуется высокой четкостью и долговечностью. Для регистрации на перфокартах или перфолентах информация должна быть преобразована в дискретную форму. Дискретность записи и характер получаемых следов обусловили широкое использование перфораторного метода регистрации для подготовки данных при вводе в ЭВМ. Информация с перфоленты и перфокарт может быть уверенно считана и при наличии загрязнений с помощью электроконтактных или фотоэлектрических устройств. Документы регистрации могут храниться в течение продолжительного времени, многократно обрабатываться и легко заменяться. Плотность размещения информации на перфолентах и перфокартах составляет около 20 дв. ед./см². Скорость перфорирования достигает 150 строк/с, а в отдельных случаях — 300 строк/с.

Недостатком перфораторного метода является низкая наглядность зарегистрированных данных. Тем не менее этот метод является одним из основных методов регистрации при подготовке входных данных для ввода в ЭВМ и выводе информации из ЭВМ.

Магнитная запись

В основу магнитной записи информации положено свойство ферромагнитных тел намагничиваться под воздействием магнитного поля и сохранять остаточную намагниченность после прекращения действия намагничивающего поля. Свойства ферромагнитных материалов в основном характеризуются кривой намагничивания, представляющей собой зависимость между напряженностью магнитного поля H и магнитной индукцией B . Важными характеристиками ферромагнитных материалов являются остаточная индукция B_r и коэрцитивная сила H_c . Для магнитной записи используются магнитотвердые вещества, поскольку они способны сохранять остаточную намагниченность в течение длительного времени. Величины остаточной индукции этих материалов до 0,12 тл, коэрцитивной силы 200—600 э. Ферромагнитный

материал может быть использован непосредственно для изготовления носителя информации, введен в состав смеси, используемой для изготовления носителя, или нанесен при изготовлении носителя на поверхность диэлектрической подложки. Примерами носителей, изготовленных из ферромагнетика, являются металлическая проволока и металлическая лента. Однослойные магнитные ленты содержат порошок ферромагнетика, равномерно распределенный в массе вещества ленты. Двухслойные ленты состоят из ферромагнитного рабочего слоя, обладающего необходимыми магнитными и электрическими характеристиками, и основы, несущей этот слой и обеспечивающей необходимые характеристики носителя.

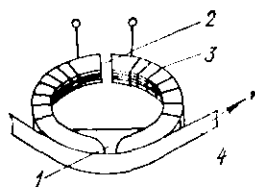


Рис. 128. К принципу магнитной записи.

Металлическая лента и проволока применяются лишь тогда, когда необходимо обеспечить высокую прочность и большой срок службы при больших перепадах температуры и влажности. Применение магнитной проволоки позволяет конструировать регистрирующие устройства небольших габаритов с малым потреблением энергии.

Основным видом магнитных носителей является магнитная лента различной ширины (от 6,3 мм до 120 мм) и толщины (от 20 до 60 мкм).

Запись информации на магнитный носитель осуществляется электромагнитами, называемыми магнитными головками и создающими местное (локализованное) магнитное поле. Запись производится на предварительно подготовленный носитель. Предварительная подготовка носителя заключается в удалении старых записей каким-либо методом (размагничиванием, намагничиванием постоянным магнитом до насыщения). Возможна также запись без предварительной подготовки носителя (при цифровых методах).

В большинстве существующих систем регистрации применяется продольная запись, при которой носитель информации намагничивается по своей длине. Схематическое расположение носителя и магнитной головки при продольной записи показано на рис. 128. Записывающая магнитная головка состоит из сердечника 3, на который наматывается обмотка. Сердечник набирается из листов магнитно-мягкого материала с высокой магнитной проницаемостью толщиной 0,05—0,2 мм. В большинстве случаев сердечники изготавливают из ферритов. Сердечник состоит из двух половин, на стыках которых образуются два зазора — передний 1 (рабочий) и задний 2. В рабочий (передний) зазор закладывают полосу из немагнитного материала, что обеспечивает постоянство величины зазора и предупреждает загрязнение его пылью, частицами рабочего слоя ленты 4. Рабочий зазор при записи служит для создания поля рассеивания, которое намагничивает ленту. При воспроизведении рабочий зазор определяет величину потока ленты через головку. Величина заднего зазора делается в головках воспроизведения по возможности минимальной. Вблизи рабочего зазора образуются скопленные и тщательно шлифованные полюсные наконечники, по которым движется носитель. В головках записи и стирающих головках оставляют задний зазор величиной до 0,1—1 мм, что позволяет избавиться от

ряда нежелательных явлений при записи, приводящих к повышенному уровню шумов.

При подаче сигнала в обмотку головки записи в рабочем зазоре головки создается магнитный поток, замыкающийся через магнитную ленту. Величина магнитного потока изменяется в соответствии с записываемым сигналом. Если перемещать ленту относительно рабочего зазора со скоростью V , то время нахождения ленты в поле рабочего зазора τ определится

$$\tau = \frac{\Delta}{V}, \quad (\text{IV-9})$$

где Δ — эффективная ширина рабочего зазора записывающей головки (протяженность записывающего поля в направлении движения ленты). При величине зазора 5—50 мкм и скорости 1 м/с $\tau = 5 \cdot 10^{-5} — 5 \times 10^{-6}$ с, что позволяет считать намагничивание носителя практически мгновенным для частот порядка десятков килогерц. В этих условиях каждый элемент носителя намагничивается пропорционально величине тока, проходящего в магнитной головке. (В тех случаях, когда τ становится сравнимым с периодом регистрируемых колебаний, приведенные рассуждения неприменимы).

Магнитная запись используется для регистрации информации, представленной как аналоговыми, так и кодовыми сигналами, в широком диапазоне частот (от нуля до 10^7 Гц). Объем записываемой информации определяется продольной и поперечной плотностями записи. Величина поперечной плотности записи определяется числом отдельных дорожек записи, которые можно разместить по ширине ленты. Число дорожек, в свою очередь, определяется числом отдельных головок, которые можно установить на ширине ленты, и зависит от толщины набора сердечника головки, расстояния между сердечниками, степени взаимного влияния отдельных головок. В настоящее время существуют системы, характеризующиеся плотностью порядка 10 дорожек на 1—1,5 см ширины ленты. Продольная плотность записи зависит от величины рабочего зазора, скорости движения ленты и достигает 20—70 нм/мм. Плотность записи информации на магнитной ленте достигает $4 \cdot 10^3$ дв. ед./см².

Преимуществом магнитной записи является возможность многократного воспроизведения записанной информации без ухудшения ее качества, высокая точность регистрации, особенно при использовании цифровых методов, высокая надежность, а также возможность одновременной регистрации ряда независимых величин на одном носителе (многоканальная регистрация) при малом уровне взаимных помех. Магнитные документы регистрации могут храниться в течение длительного времени без разрушения зарегистрированных данных. Возможность регистрации большого объема информации, простота и быстрота доступа к данным обусловили широкое использование регистраторов с магнитной записью в качестве внешних запоминающих устройств ЭВМ (НМЛ, магнитные барабаны, диски).

Недостатком магнитной записи является малая наглядность, проявляющаяся в отсутствии визуально наблюдаемых результатов регистрации.

Регистрация электронным лучом

При использовании электронного луча в качестве регистрирующего органа имеется возможность реализовать высокую разрешающую способность, обусловленную малыми размерами электронного луча, высокую чувствительность, обусловленную высокой энергией электронов луча, высокое быстродействие, обусловленное малой инерцией регистрирующего органа. Носителями информации при электронной регистрации являются люминесцентные экраны, фотографические материалы, диэлектрические поверхности. Использование в качестве носителя информации люминесцентного экрана, возбуждаемого электронным пучком, характерно для осциллографических методов регистрации. Экран осциллографической ЭЛТ представляет собой плоский носитель информации, характеризующийся двумя геометрическими и одной физической мерностью. При осциллографировании обычно используются геометрические мерности, а также два (иногда три) значения физической мерности. В зависимости от состава люминофора возбужденное под действием электронного луча свечение сохраняется в течение более или менее длительного времени. В настоящее время известны люминофоры с временем послесвечения порядка нескольких секунд. Яркость свечения люминофора зависит от количества действующих на люминофор электронов, их энергии и продолжительности воздействия пучка на люминофор. Во многих случаях осциллографирование является промежуточным преобразованием электрических сигналов в оптические, регистрация которых осуществляется фотографическими методами. Совместное использование осциллографических методов преобразования сигналов и фотографических методов дает возможность регистрировать однократные импульсные процессы в микросекундном диапазоне длительностей.

В настоящее время разработаны регистрирующие устройства, в которых используется непосредственное взаимодействие электронного луча с фоточувствительной поверхностью. Отмечается [36], что эффективность непосредственного взаимодействия электронного луча с фоточувствительным слоем очень высока, что позволяет регистрировать процессы с частотой до 100 МГц при высоком отношении сигнала к шуму. Взаимодействие электронного луча и фотоносителя происходит в вакуумной камере. Обработка носителя осуществляется обычными фотографическими методами. Устройства регистрации, использующие непосредственное взаимодействие электронного луча с носителем, достаточно сложны и помимо обычного оборудования требуют вакуумного оборудования для непрерывной откачки системы.

Взаимодействие электронного луча с диэлектрической поверхностью, выполняющей функции носителя информации, осуществляется в запоминающих электронно-лучевых трубках. Регистрация сигнала в ЗЭЛТ осуществляется в виде зарядного (потенциального) рельефа на поверхности носителя, называемого мишенью. Мишень является носителем информации с двумя геометрическими и физической мерностью. При регистрации информации возможно использование трех мерностей мишени, что позволяет в отдельных приборах получить

информационную емкость мишени порядка 10^6 дв. единиц. Регистрация (запись) сигнала производится с помощью сфокусированного электронного луча, последовательно облетающего элементы мишени. При использовании физической мерности интенсивность луча меняется в соответствии с величиной регистрируемого сигнала, в результате чего образующийся зарядный рельеф (его глубина) несет информацию о записываемом сигнале.

Наибольшее количество информации, которое может быть зафиксировано с помощью ЗЭЛТ, зависит от размеров мишени и поперечного сечения электронного луча [23] и увеличивается с увеличением отношения площади мишени к площади пучка.

Для формирования потенциального рельефа используются явления вторичной электронной эмиссии, возбужденной проводимости и другие.

Сформированный потенциальный рельеф может сохраняться на мишени в течение достаточно длительного времени. Непосредственное наблюдение потенциального рельефа на мишени невозможно, однако существует ряд методов, позволяющих визуализировать потенциальное изображение. В настоящее время разработан ряд типов ЗЭЛТ с видимым изображением, что позволяет наблюдать кратковременные импульсные процессы в условиях внешней засветки (например, бистабильные ЗЭЛТ с видимым изображением).

С помощью ЗЭЛТ можно осуществить регистрацию быстропротекающих процессов, особенно однократных импульсных процессов с частотным спектром до 100 МГц. ЗЭЛТ пригодны также для записи дискретной информации.

Считывание зарегистрированной информации осуществляется либо записывающим, либо специальным считывающим лучом. При этом появляется возможность преобразования временного масштаба сигналов за счет различия в скоростях при регистрации и воспроизведении сигналов. Регистрация информации электронным лучом на накопительной мишени с последующим ее считыванием широко используется в системах обработки информации об однократных импульсных процессах, системах измерения параметров электронных устройств, системах ввода данных в ЭВМ и отображения информации [23].

Рассмотренные способы регистрации аналоговых и дискретных сигналов — только часть всего многообразия известных методов, в особенности это относится к методам, не получившим в настоящее время широкого распространения в автоматизированных системах управления, системах обработки данных и автоматического контроля. Подробное описание различных способов регистрации приведено в [23, 36].

3. РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Графические регистрирующие устройства

Регистрация информации в графической форме дает возможность человеку (оператору, исследователю, проектировщику) произвести визуальную оценку полученных результатов, внести необходимые

коррективы, отобрать из имеющегося материала наиболее ценный для дальнейшей обработки. Наглядность документов регистрации, удобство работы с ними обусловили широкое распространение автоматических и полуавтоматических графических регистрирующих приборов, записывающих данные в виде графиков, диаграмм, семейств характеристик, карт пространственных полей, изолиний, чертежей. Некоторые регистрирующие приборы могут работать в режиме управления от ЭВМ, получая сигналы управления по каналам связи с периферийными устройствами. Однако в большинстве своем графические регистрирующие приборы являются автономными, работают без связи с ЭВМ и, осуществляя регистрацию данных на плоских бумажных или фотобумажных носителях, накапливают материал для последующего ручного или машинного анализа.

Рассмотрим принцип действия и особенности конструкции графических регистрирующих приборов, использующих чернильный способ регистрации. Помимо функций записи параметров самопишущие приборы могут выполнять еще функции измерения и индикации, а в ряде случаев и регулирования.

Собственно регистрирующие приборы только ведут запись контролируемого параметра. Они могут быть как одноканальными, так и многоканальными. Примером многоканального регистратора является прибор И320-5. Регистрирующие показывающие приборы, например приборы типа И349, записывают значения контролируемого параметра во времени и осуществляют указание текущего значения параметра по цифровой шкале. Регулирующие приборы с графической регистрацией информации, например прибор ИСМР-2, представляют собой сложные автоматические устройства, состоящие из ряда блоков, обеспечивающих не только регистрацию информации, но и регулирование контролируемого параметра. В зависимости от выполняемых функций принципиальная схема регистрирующего прибора будет более или менее сложной.

Регистрация осуществляется пишущим органом — пером, переменяющимся под воздействием регистрируемого сигнала (в приборах прямого преобразования) или под действием сигнала рассогласования (в приборах следящего преобразования) в направлении, перпендикулярном направлению движения носителя. Таким образом, развертка регистрирующего сигнала во времени осуществляется за счет движения носителя, отклонение регистрирующего органа от начального положения зависит от величины регистрируемого параметра. Регистрирующие органы — перья представляют собой стеклянные или металлические трубки, конструктивно объединяемые в большинстве случаев с резервуарами для чернил. Конструкции перьев приведены на рис. 129. На рис. 129, а показано перо, выполненное в виде конуса / из тонкого листового материала, имеющего в вершине конуса отверстие диаметром 0,05 мм. Через вырез в конусе оно заполняется чернилами. Перо соединяется с указателем измерительного прибора и прижимается к бумаге 2 под действием собственного веса. Такое перо с запасом чернил в 0,5 г может выполнить запись длиной до 300 м при скорости движения бумаги 20 мм/ч. Запас чернил обеспечивает непрерывную запись

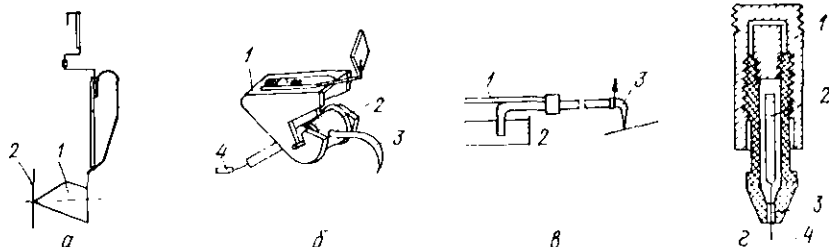


Рис. 129. Конструкции пишущих перьев.

в течение нескольких недель. Конусным пером можно записать без пропусков линией длиной 500 мм за 1 с при диаметре отверстия пера около 0,12 мм.

Другая конструкция пера с подвижной чернильницей приведена на рис. 129, б. Чернила подаются из резервуара 2 к точке соприкосновения пера 3 с диаграммной бумагой. Стеклокапиллярная трубка припаяна к резервуару. Резервуар с пером свободно подвешен на конус стрелкодержателя 1 измерительного устройства. Прижим происходит под действием собственного веса пера, который частично уравновешивается противовесом 4, в результате чего устанавливается минимально необходимое усилие взаимодействия пера и носителя.

Расположение пишущих приспособлений на указателе повышает момент инерции подвижной части и уменьшает быстродействие регистратора. Для уменьшения момента инерции функции указателя и пишущего органа совмещают, а связь с резервуаром и чернилами делают гибкой. Конструкция такого пера приведена на рис. 129, в. Стеклокапиллярная трубка — капилляр служит одновременно пером и указателем. В месте закрепления капилляра на стрелкодержателе конец капилляра отогнут и опущен в неподвижный резервуар с чернилами. Такая конструкция значительно уменьшает момент инерции записывающей системы.

Конструкция пера игольчатого типа приведена на рис. 129, г. Оно состоит из корпуса 1, резервуара с чернилами 2 и трубочки 3 с введенной в нее иглой 4. В обычном состоянии игла выведена наружу трубочки и уплотняет отверстие для выхода чернил. При нажатии на иглу последняя утапливается и открывает канал для поступления чернил, одновременно прочищая его. Чернила с пера поступают к носителю под действием веса и сил поверхностного натяжения через вязкий гидравлический мостик между поверхностью носителя и пером. В ряде регистрирующих устройств в качестве пишущих элементов используют шариковые ручки (особенно в двухкоординатных регистраторах, управляемых от ЭВМ).

В качестве носителей используются диаграммные ленты или бумажные диски (круговые диаграммы). Полезная ширина поля записи лент изменяется от 100 до 280 мм, обычно диаграммная лента сворачивается в рулоны. Перемещение диаграммной ленты во время записи обеспечивается с помощью лентопротяжного (транспортирующего) механизма. Для обеспечения возможности перемещения ленты без

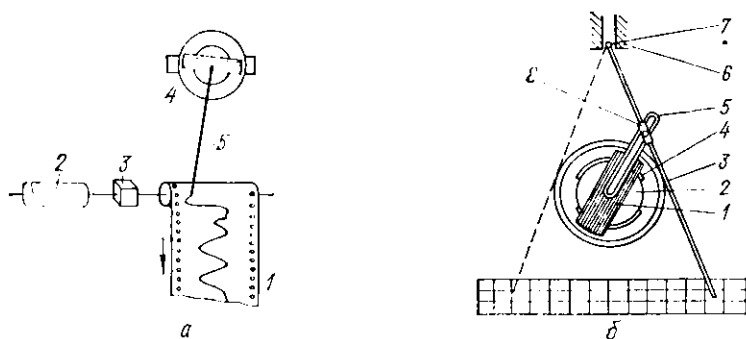


Рис. 130. Записывающие механизмы с криволинейной (а) и прямоугольной (б) системами координат.

проскальзывания на края ленты наносится перфорация в виде отверстий, в которые входят зубцы транспортирующего барабана. Шаг перфорации равен 5 мм. На узких лентах ограничиваются одним рядом отверстий (с одной стороны), на широких носителях делается два ряда отверстий, что позволяет избежать перекосов ленты при движении.

Скорость движения ленты выбирается из условий обеспечения требуемой разборчивости записи с учетом ожидаемых спектральных характеристик регистрируемого процесса. Регулировка скорости производится с помощью редукторов со сменными шестернями. В большинстве случаев скорость движения диаграммной ленты составляет 20, 40, 60, 120, 240 мм/ч. Однако имеются приборы со скоростью движения ленты до 36 000 и даже 180 000 мм/ч.

Схематическое изображение регистрирующего прибора приведено на рис. 130, а, где привод регистрирующего органа 5 осуществляется от измерительной части прибора. Транспортировка носителя 1 производится с помощью двигателя 2 с редуктором 3. Из рис. 130, а видно, что в процессе записи перо, закрепленное на указателе, описывает часть дуги окружности с центральным углом, равным углу поворота подвижной части измерителя 4. При этом запись вычерчивается в криволинейных координатах. Для таких приборов применяются специальная диаграммная бумага с криволинейной сеткой.

Расшифровка и обработка записей, выполненных в криволинейных координатах, является весьма трудоемкой задачей, так как большинство автоматических устройств считывания графиков рассчитано на записи, выполненные в прямоугольной системе координат. Для получения записи в прямоугольных координатах применяют различные спрямляющие механизмы. Например, в приборе И349 для преобразования вращательного движения рамки измерительного механизма в поступательное движение пера служит эллиптический спрямляющий механизм, схема которого приведена на рис. 130, б. К подвижной рамке 1, вращающейся вокруг магнита 2 с полюсными накопечниками 4, жестко прикреплен рычаг 5, шарнирно связанный с помощью втулки 9 с капиллярным указателем — стрелкой 3. На конце стрелки, противоположном указателю, закреплен ролик 7, перемещающийся вдоль направляющих 6. При определенном соотношении

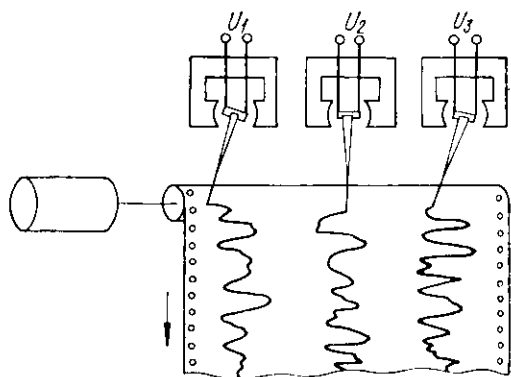


Рис. 131. Многоканальный регистратор.

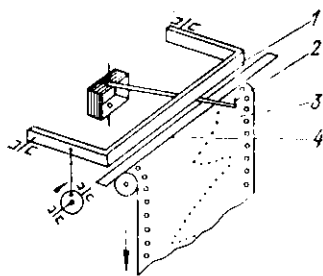


Рис. 132. Регистратор с точечной записью.

длины рычага 5 и длины отрезка между точками закрепления ролика 7 и шарнира 8 перо будет совершать поступательное движение при угловом перемещении рамки прибора. В этом случае запись производится на бумагу с прямоугольной координатной сеткой.

Регистраторы с диаграммной лентой могут быть выполнены многоканальными. Для обеспечения регистрации нескольких процессов в корпусе регистратора помещают несколько одинаковых измерительных механизмов, связанных с регистрирующими органами. На рис. 131 таких механизмов показано три. Для записи каждого параметра отводится определенный участок на ленте с тем, чтобы получаемые записи не пересекались (не было столкновений регистрирующих органов). Это дает возможность совместить во времени записи нескольких процессов, однако при этом необходимо увеличение ширины диаграммной ленты. В некоторых приборах используется сдвиг органов записи отдельных каналов в пространстве, что позволяет избежать столкновений регистрирующих органов без увеличения ширины диаграммной ленты. Получаемые при этом графики будут пересекаться, что затрудняет автоматическую обработку таких записей.

Следует заметить, что в приборах, где запись сопровождается непрерывным движением пера по бумаге, возникают усилия, обусловленные трением между пером и бумагой. Величина возникающих сил зависит от качества бумаги, пера, чернил, скорости записи. Это обуславливает применение измерительных механизмов, развивающих значительные усилия.

Уменьшить нагрузку на измерительный механизм можно при использовании точечной записи контролируемого параметра. Регистратор с точечной записью представлен на рис. 132. Стрелка 2 измерительного механизма свободно перемещается над диаграммной лентой 3. Дужка 1 периодически опускается на стрелку 2 и прижимает ее ребро через красящую ленту 4 к диаграммной бумаге. В месте касания остается точка того или иного цвета в зависимости от цвета красителя на ленте 4. Таким образом, запись осуществляется по точкам в прямоугольных координатах, хотя стрелка перемещается по дуге.

Приборы с точечной записью могут регистрировать несколько величин на одной диаграмме. В таких приборах имеется автоматический переключатель, действующий от привода печатающего устройства. Переключатель коммутирует контролируемые параметры и заменяет ленту одного цвета на ленту другого цвета. При этом записи различных параметров отличаются по цвету. В ряде приборов вместо точек печатаются цифры, что позволяет определить принадлежность точки к тому или иному параметру по виду символа. Зарегистрированный график представляется набором цифр, отпечатанных на диаграммной ленте.

В приборах с точечной регистрацией потребление энергии на два порядка меньше, чем в приборах с непрерывной записью. Класс точности приборов с непрерывной записью — 1,5, приборов с точечной записью — выше.

Графические регистраторы с фотозаписью. В тех случаях, когда частота изменения контролируемых параметров находится за пределами полосы пропускания регистрирующих приборов с точечной или непрерывной чернильной записью, т. е. подвижная часть прибора не успевает следовать за изменениями контролируемой величины, применяют регистраторы с малой инерцией регистрирующего органа — осциллографы. Обычно осциллографы делят на две группы: светолучевые и электронные.

Светолучевые осциллографы представляют собой электромеханические приборы, имеющие измерительный механизм и светолучевой указатель, выполняющий функции регистрирующего органа при записи измеряемой величины на фотопленку или фотобумагу. Наличие измерительного механизма и подвижной части накладывает ограничения на полосу частот сигналов, регистрируемых светолучевыми осциллографами.

Регистрирующим органом светолучевого осциллографа является световой луч, отражающийся от зеркала, установленного на подвижной части измерительной системы осциллографа. В качестве измерительных механизмов используются гальванометры, представляющие собой петлю или рамку, помещенную на опорах между полюсами постоянного магнита. К петле или рамке прикрепляется зеркальце. Под действием тока сигнала, пропускаемого через петлю или рамку, последняя поворачивается, вместе с петлей поворачивается зеркальце, что приводит к смещению светового луча, отражающегося от зеркальца. Конструкция рамочного трубчатого гальванометра приведена на рис. 133. Подвижная часть гальванометра монтируется в латунной трубке 1, в которую вставлены наконечники 2 из магнитомягкого материала — железа армо. Рамка, 3, намотанная медным проводом диаметром 0,02—0,03 мм, укрепляется на растяжках 5 в опорах 7 и 8. В отверстии корпуса гальванометра установлена линза 6, напротив отверстия к растяжке прикреплено зеркальце 4. Для обеспечения необходимой степени успокоения системы трубка заполнена маслом. Гальванометр вставляется между полюсами магнита, обеспечивающего

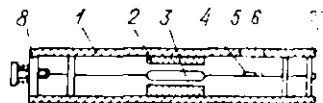


Рис. 133. Конструкция рамочного гальванометра.

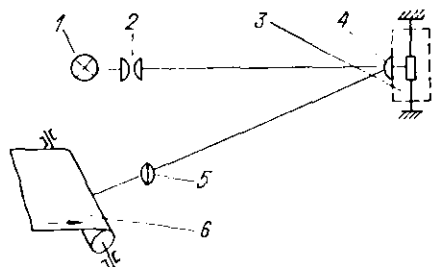


Рис. 134. Оптическая система светолучевого осциллографа.

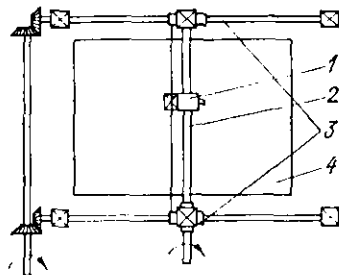


Рис. 135. Кинематическая схема двухкоординатного регистратора.

индукцию в зазоре порядка 12—15 тыс. гаусс. Количество гальванометров в одном приборе может достигать нескольких десятков, что дает возможность одновременно регистрировать большое число параметров на одном носителе. Схема оптической системы светолучевого осциллографа приведена на рис. 134. Световой луч от лампы накаливания 1 проходит через конденсор 2, состоящий из двух цилиндрических линз, и тонкой полоской падает на окна в корпусах гальванометров 3, собираемых в один блок. Пройдя через сферическую линзу 4, вставленную в отверстие корпуса гальванометра, и отразившись от зеркала, луч выходит из корпуса гальванометра и, проходя через цилиндрическую линзу 5, собирается в виде точки на поверхности светочувствительной бумаги или пленки 6. Пленка перемещается в процессе записи с постоянной скоростью, а световой луч отклоняется под действием регистрируемого сигнала в направлении, перпендикулярном направлению движения носителя.

Помимо указанных элементов в состав светолучевого осциллографа входят схемы формирования отметок интервалов времени и устройство для визуального наблюдения регистрируемого процесса. Получение документа регистрации связано с процессами проявления и закрепления носителя, что создает определенную задержку между регистрацией и обработкой данных.

В качестве носителя обычно используют стандартную 35-миллиметровую кино- или фотопленку или светочувствительную бумагу. Ширина носителя может достигать 300 мм.

При использовании цветных фотоматериалов возможна регистрация различных параметров разным цветом. Для этого следует в оптической системе установить соответствующие светофильтры перед гальванометрами отдельных каналов. В настоящее время разработана специальная осциллографическая цветная фотобумага. В отличие от бумаг, используемых в цветной фотографии, эта бумага является двухслойной. Слой чувствительным излучениям в зеленой и красной областях спектра. Для обеспечения записи соответствующим цветом применяются фильтры КС-10 и комплект СЗС-22 и ЖС-18. При записи без светофильтров получается линия черного цвета. Таким образом, при использовании данной бумаги возможно получение трех различных уверенно различимых цветов. Светочувствительность бумаги позволяет производить запись в красном канале на скоростях от 5 до

50 м/с в зависимости от яркости источника освещения. Чувствительность по зеленому каналу в два раза выше. Получение документа регистрации также связано с проявлением и закреплением носителя.

Светолучевые осциллографы обеспечивают регистрацию непрерывных и импульсных процессов с частотами до 6—10 кГц.

Двухкоординатные регистрирующие приборы. Особенностью двухкоординатных регистрирующих приборов является то, что регистрирующий орган перемещается независимыми приводами по двум координатам. С помощью таких приборов можно вычерчивать произвольные функции $y = f(x)$, т. е. регистрировать зависимости одного параметра от другого. При этом возможно построение зависимости $y = f(x)$ в виде непрерывной линии или точек. При вычерчивании непрерывного графика регистрирующий орган взаимодействует с носителем информации на всем пути.

Регистрирующий орган двухкоординатных регистраторов должен иметь возможность перемещения по двум независимым координатам x и y . В простейшем случае это достигается установкой пишущей головки 1 на ходовом винте 2, при вращении которого головка движется вдоль оси ходового винта, рис. 135. Ходовой винт, в свою очередь, может совершать перемещения в направлении, перпендикулярном движению пишущей головки, при вращении пары ходовых винтов 3. При этом пишущая головка может занять любое положение в пределах рабочего поля носителя 4. Возможны и другие варианты перемещения пишущей головки (с помощью стальных тросов, лент, ремней).

Смещение регистрирующего органа по одной и другой координатам определяется значениями регистрируемых сигналов U_x и U_y . Выпускаемый в настоящее время двухкоординатный самописец ПДС-021 представляет собой двухкоординатный регистратор компенсационного типа. Оба канала этого прибора представляют собой компенсационные системы с серводвигателями *СД*, которые осуществляют уравнивание регистрируемых величин U_x и U_y напряжениями, снимаемыми с прецизионных потенциометров *R*, рис. 136. Прибор ПДС-021 обеспечивает скорость регистрации 250 мм/с, погрешность 0,5%, при размерах рабочего поля 350 × 250 мм. Чувствительность прибора 7 мВ.

Широко распространены также приборы ДРП (двухкоординатные регистрирующие построители), в основе которых лежат потенциометрические следящие системы, реагирующие на текущее значение напряжения выходного сигнала. Приборы ДРП-1,2,3 обладают высоким

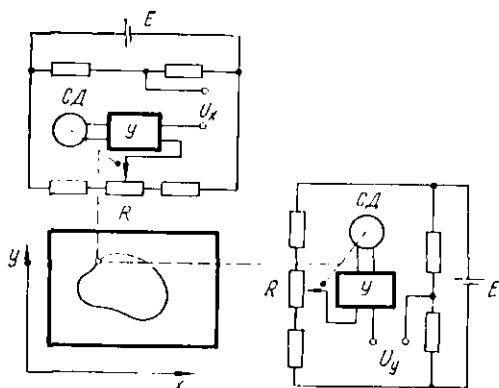


Рис. 136. Схема электрическая двухкоординатного регистратора.

Таблица 24

Параметры	Тип прибора		
	ДРП-1	ДРП-2	ДРП-3
Размеры рабочего поля, мм	500 × 400	400 × 300	800 × 800
Чувствительность по каналам, мВ	—	100	± 20
Основная погрешность, %	± 0,2	± 0,2	± 0,1
Смещение нуля регистрирующего органа за 1 час работы, %	0,05	0,05	—
Максимальная динамическая погрешность регистрации, %	± 0,5	± 0,2	± 0,15
Скорость изменения входных величин, В/с	0—100	0—200	0—35
Время пробега кареткой всей шкалы, с	1	1	0,5
Входное сопротивление каналов, кОм/В	20	10	1
Положение стола	горизонтальное	наклонное	горизонтальное
Габариты стола, мм	875 × 594 × × 810	570 × 535 × × 360	1000 × 1200 × × 800
Вес, кг	100	40	300

быстродействием, точностью и большими размерами рабочего поля. Их характеристики приведены в табл. 24 [24].

Двухкоординатные регистрирующие приборы используются не только для регистрации зависимостей одной величины от другой. Гораздо чаще они используются для построения различных документов, которые могут быть представлены в виде однозначных или неоднозначных зависимостей вида $y = f(x)$. Примером таких функций являются карты (геофизические, температурных полей), изображения сечений деталей, проекций. Такие графические изображения в большинстве случаев являются результатом решения задач на ЭВМ, поэтому значения величин x и y обычно задаются в цифровой форме в виде чисел, кодов.

Для построения изображений, заданных в цифровой форме, можно осуществить преобразование кодов в соответствующие аналоговые напряжения (по двум координатам), а затем построить изображения, подавая полученные напряжения на входы двухкоординатных регистрирующих устройств. Так поступают при использовании в качестве регистраторов приборов серии ДРП.

Возможен и другой путь — путь прямого преобразования цифровой величины — кода в механическое перемещение. Такими преобразователями являются шаговые двигатели. Использование шаговых двигателей в качестве элементов привода двухкоординатных регистрирующих устройств позволяет получить высокую точность регистрации величин и построения изображения.

Упрощенная структурная схема двухкоординатного графопостроителя с шаговым приводом приведена на рис. 137. В качестве источника

Регистрируемые данные поступают в устройство управления графопостроителем (*УУ*), преобразующее поступающие данные в команды управления блоками управления шаговыми двигателями (*БУШД*), которые осуществляют коммутацию обмоток шаговых двигателей (*ШД*) соответствующих направлений согласно требуемым направлениям движения. В составе устройства управления имеется линейный интерполятор (гл. II), который обеспечивает движение регистрирующего органа вдоль линейных отрезков, задаваемых абсолютными координатами начала и конца отрезка или в виде приращений координат последующей точки относительно предыдущей.

В составе некоторых графопроекторов имеются генераторы символов, вырабатывающие такие сигналы управления шаговым приводом, при исполнении которых пишущий элемент вычерчивает контуры цифр, условных знаков, букв. Генераторы символов входят в состав УУ графопроекторов ЕС-7052, ЕС-7054. Вычерчивание символов в графопроекторах ЕС-7051, ЕС-7053 осуществляется программным способом. Режим вычерчивания символов используется при постановке размеров на чертежах, выполнении надписей, маркировке кривых.

277

Параметры	Тип устройства									
	ЕС-7051	ЕС-7052	ЕС-7053	ЕС-7054	Бенсон-111	Бенсон-122	Бенсон-240	Бенсон-232	Картмат, ГДР	Аристонат, ФРГ
Максимальная скорость вычерчивания, мм/с	50	200	150	100	140	210	85; 42.5	106	25	70
Величина шага, мм	0,05	0,1 0,05	0,1	0,05	0,1	0,1	0,1 0,05-0,25	0,05	0,05	0,03
Рабочее поле, мм плоское (П), рулон (Р)	1050 x 1050 П	360 x 600 Р	841 x 1600 Р	1600 x 1200 П	340 x 100 00 Р	740 x 100 00 Р	840 x 1500 П	840 x 1500 П	900 x 1500 П	1200 x 1200 П
Тип линий, количество	3	3	3	3	не менее 4	не менее 4	не менее 4	не менее 4	не менее 3	не менее 3
Количество регистрирующих органов	3	3	3	4	1	3	4	4	универсальный держатель	
Количество символов	253	64	233	96	цифры буквы	цифры буквы	цифры буквы	цифры буквы	—	—
Количество масштабов символов	3	3	3	3	—	—	—	—	—	—
Тип интерполяции: линейная (Л); круговая (К), параболическая (П)	Л, К	Л	Л, К	Л, К	Л	Л	Л, К	Л, К	Л, К П	Л, К П
Режим работы: КУ — управление от ЭВМ по каналу ввода-вывода, А — автономный	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А	КУ, А

и других документов, которые являются исходными для последующих технологических процессов. Технические характеристики некоторых типов графопостроителей приведены в табл. 25.

Печатающие регистрирующие устройства

Печатающие регистрирующие устройства используются во всех случаях, когда необходимо получить удобный и легкочитаемый документ, информация на котором представлена в привычной для человека буквенно-цифровой форме. Они широко применяются в качестве выходных устройств ЭВМ и в тех случаях, когда необходима скоростная документальная регистрация результатов различных измерений и вычислений.

В качестве носителя информации используется обычная бумага, не требующая никакой предварительной или последующей обработки. Простота технологии регистрации, четкость и разборчивость документа, его немедленная готовность — вот основные преимущества печатающих регистраторов.

Печатающие устройства по способу формирования знака могут быть разделены на знакопечатающие и знакосинтезирующие. В знакопечатающих устройствах на поверхности прифтоносителя имеется полный набор используемых знаков в натуральную величину. В знакосинтезирующих устройствах знак формируется из отдельных фрагментов (точек, отрезков линий) в процессе регистрации и переносится на носитель с помощью игл или стержней.

Информация на носителе представляется в виде совокупности горизонтальных печатных строк, поскольку такое представление данных является наиболее удобным и привычным для человека.

В большинстве современных печатающих устройств нанесение изображения печатного знака на поверхность носителя производится ударом, который должен быть достаточно сильным и происходить в строго определенных промежутки времени. Источником кинетической энергии для печатающих молоточков являются пружинные, пружинно-кулачковые и пружинно-зубчатые механизмы, объединяемые в один узел с управляющими электромагнитами.

Существует два метода выбора печатных знаков из изменяющегося набора: пространственный и временной. Устройства с пространственным выбором знаков характеризуются тем, что в них прифтоноситель предварительно устанавливается в определенное положение и позицию на уровне печатаемой строки, после чего выполняется печать. В устройствах с временным выбором знаков прифтоноситель движется непрерывно с постоянной скоростью по замкнутому циклу. Выбор требуемого знака и его печать производятся без остановки движущихся элементов. Устройства с пространственным выбором знаков относят к устройствам статической печати, тогда как устройства с временным выбором являются устройствами динамической печати.

К устройствам статической печати относятся штамповые и стержневые печатающие устройства, а также устройства с автономно управляемыми печатающими колесами. На рис. 138 приведено схематическое

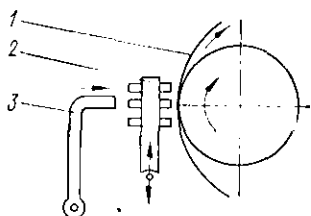


Рис. 138. Штанговое печатающее устройство.

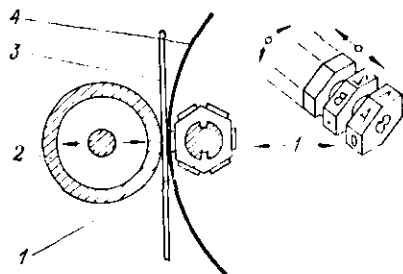


Рис. 139. Устройство с печатающими стержнями.

изображение штангового печатающего устройства. Печать осуществляется с помощью молоточка 3, ударяющего по подвижным литерным знакам, расположенным в гнездах штанги 2. На каждый разряд имеется по одной штанге, имеющей полный набор используемых знаков. Для набора строки штанги с помощью специального механизма поднимаются до уровня печатаемого знака и фиксируются в этом положении. После этого молоточки ударяют одновременно по всем знакам и на бумаге 1 отпечатывается строка. Штанговые печатающие устройства используются для печати цифровых данных при количестве разрядов порядка 10. В устройстве с печатающими стержнями (рис. 139) выбор требуемого знака производится путем перемещения и поворота стержня 1 в определенную печатную позицию. После выбора позиции молоточек 2 ударяет по выбранному печатному знаку и он фиксируется на бумаге 3, отпечатываясь через копировальную ленту 4.

Быстродействие статических печатающих устройств ограничивается возникновением больших инерционных нагрузок при быстром кратковременном разгоне шрифтоносителя и резкой остановке и фиксации и составляет 2—5 строк/с.

Устройства динамической печати позволяют получить значительно большее быстродействие по сравнению со статическими устройствами. Выбор необходимых знаков производится без остановки шрифтоносителя в процессе его движения. К устройствам динамической печати относятся устройства с непрерывно вращающимися печатающими колесами, печатающие устройства цепочного типа, а также некоторые другие. Принцип действия таких устройств представлен на рис. 140. Набор знаков проходит перед линией печати в результате вращения колес или движения цифровой ленты. В тот момент, когда на линии печати находится нужный знак, происходит его печать на бумагу. Чтобы не было размазывания отпечатываемого знака, время соударения печатающего молоточка с знаком на колесе или ленте через бумагу или красящую ленту должно быть возможно меньшим. В существующих устройствах оно составляет 50—70 мкс. При одновременном срабатывании всех молоточков на бумаге отпечатается строка, состоящая из одинаковых знаков. За один цикл движения шрифтоносителя можно воспроизвести весь набор знаков. Печать одной строки осуществляется на неподвижной бумаге за один оборот печатающих колес или ленты. После отпечатывания строки бумага перемещается на один шаг

и процесс повторяется. К числу печатающих устройств с непрерывно вращающимися колесами относятся устройства АЦПУ-128-2, МП-16-1, ТБМ 16/1200 и другие.

Помимо электромеханических узлов, осуществляющих собственно печать, в состав печатающего устройства входит ряд блоков, осуществляющих прием и запоминание информации на время, необходимое для осуществление печати, прием сигналов управления из ЭВМ, дешифрацию принятой информации и формирование сигналов управления печатающим механизмом. Связь цифронпечатающего устройства с ЭВМ осуществляется посредством буферного ЗУ, емкость которого зависит от способа печати, количества печатаемых знаков.

Выбор в печать определенного знака производится путем сравнения текущих кодов знаков с кодами, записанными в регистрах кодов печатаемой строки *РКС*, рис. 141. С блоком печатающих колес связан датчик *ЛАС*, формирующий последовательность импульсов или кодовых комбинаций. Появление импульса или символа этой последовательности свидетельствует о выходе на линию печати определенного знака на печатающих колесах, т. е. сигналы датчика, связанного с блоком печатающих колес, представляют адреса знаков на шрифтоносителе. В случае совпадения адреса знака с кодом в регистре *РКС* (или нескольких регистрах) схема сравнения кодов *ССК* вырабатывает сигнал, включающий электромагнит того разряда печати *ЭМ*, где произошло совпадение. Включение *ЭМ* производится посредством усилителей мощности *УМ*.

Печатающий механизм содержит столько колес и молоточков, сколько имеется знаков в печатаемой строке. Так в АЦПУ 128-2

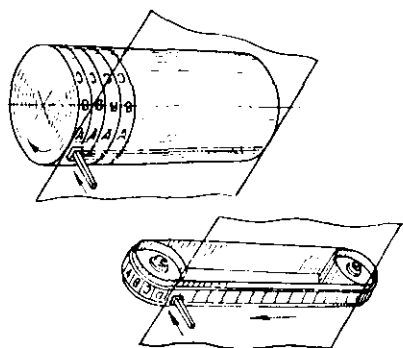


Рис. 140. К принципу динамической печати.

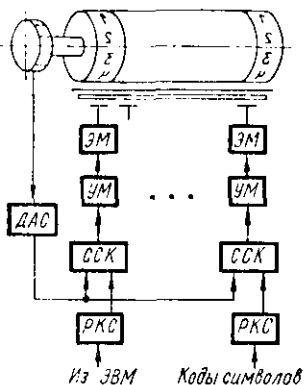


Рис. 141. Схема выбора печатаемого знака.

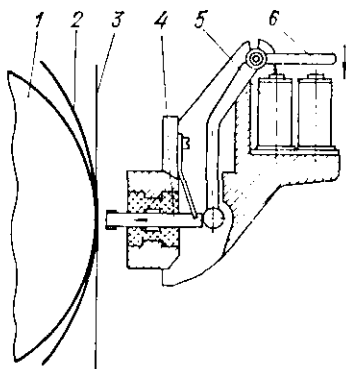


Рис. 142. Печатающий механизм устройства АЦПУ-128.

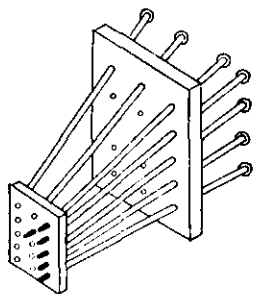


Рис. 143. К принципу матричного формирования знака.

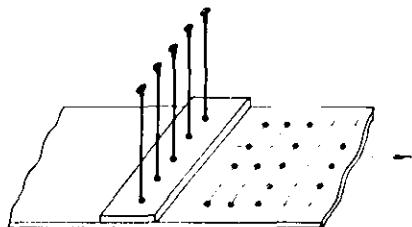


Рис. 144. К принципу построения формирования знака.

имеется 128 разрядов печатающего механизма (схема одного разряда печати приведена на рис. 142). Печать производится следующим образом. Вал печатающего механизма приводится во вращение электродвигателем через ременную передачу и шестеренчатый редуктор. В момент прохождения середины печатаемого знака через осевую линию пуансона 4 по сигналу, вырабатываемому схемами ССК, срабатывает печатающий электромагнит 5, который притягивает якорь 6. Якорь представляет собой рычаг, конец которого ударяет по пуансону. Движение пуансона вначале происходит вместе с якорем, а затем, когда якорь полностью притянется к сердечнику, по инерции. В результате удара по печатающему колесу 1, отделенному от пуансона бумагой 3 и красящей лентой 2, на бумаге возникает изображение требуемого знака. Аналогично осуществляется печать в алфавитно-цифровых печатающих устройствах ЭВМ единой системы.

Для сокращения объема оборудования в схемах управления печатью используется последовательное сравнение знаков печатаемой строки с текущим адресом знака. Параметры некоторых электро-механических печатающих устройств приведены в табл. 26.

Механизмы, параметры которых приведены в табл. 26, предназначены для печати цифровой и алфавитно-цифровой информации, поступающей из ЭВМ. Они также могут использоваться в качестве автономных регистрирующих устройств для документирования данных, поступающих от других источников информации.

Знакосинтезирующие печатающие устройства. Одним из факторов, ограничивающих скорость работы знакопечатающих устройств, является необходимость выбора требуемого знака и доставки его к месту печати. Этого недостатка лишены устройства, в которых контур знака составляется из отдельных элементов (точек, отрезков линий, фрагментов) с помощью печатающих игл или стержней. Знакосинтезирующие устройства по способу формирования контура знака можно подразделить на устройства с матричным, построичным и одноточечным формированием контура. Примером матричного формирования контура может служить плоскостная точечная печать, при которой контуры знаков образуются из отдельных точек под действием печатающих игл или стержней. Так, для формирования арабских цифр достаточно иметь матрицу из 3×5 печатающих стержней, рис. 143. Для

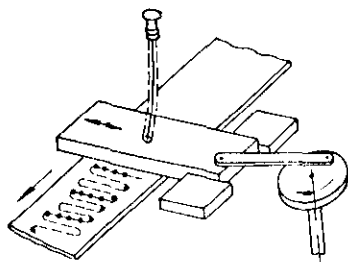


Рис. 145. К принципу точечного формирования знака.

формирования большого числа знаков используются матрицы 5×7 и 7×9 печатающих элементов.

При построчном формировании знака используется матрица с одним рядом печатающих стержней. Элементы знака печатаются последовательно строка за строкой (рис. 144). Управление печатающими элементами осуществляется с помощью электромеханических или гидравлических устройств. Возбуждение тех или других исполнительных механизмов

производится в соответствии с видом формируемого знака с помощью специальных схем.

В устройствах с одноточечным формированием контура знака используется лишь один печатающий элемент для каждого знака. Бумага в таких устройствах движется непрерывно, одновременно печатающий элемент (стержень, игла) непрерывно перемещается в направлении, перпендикулярном направлению движения бумаги. Таким образом, траектория печатающего элемента представляет собой растр, размеры которого определяются размерами знаков. В соответствующие моменты времени печатающий орган приводится в действие сигналами от схемы управления, в результате чего образуется точечное изображение знака (рис. 145).

При достаточно большом числе элементов знакосинтезирующие печатающие устройства могут формировать любой алфавитно-цифровой знак и осуществлять его печать с высокой скоростью. Недостатком знакосинтезирующих устройств является стилизованная форма представления печатных знаков, что несколько ухудшает восприятие. Знакосинтезирующие устройства обеспечивают скорость печати порядка 50—100 знаков в секунду при числе знаков в строке до 150. Следует отметить, что метод синтеза знаков широко используется в устройствах с механическими способами печати (электрографические, электрохимические, электронские).

Рассмотрим некоторые вопросы формирования и хранения знаков в знакосинтезирующих устройствах. Формирование знака может осуществляться либо в процессе печати, либо заблаговременно. Для запоминания и хранения информации об изображении знаков используются матричные ЗУ. Принцип действия матричного знакового генератора на магнитных сердечниках поясняется рис. 146, а. В матрицу входят $m \times n$ (в данном случае 3×5) магнитных сердечников. Входные обмотки проходят через сердечники в различных комбинациях, число которых определяется числом используемых символов. Каждому входу соответствует изображение одного из символов. При включении одного из входов сердечники, через которые проходят обмотки, связанные с этим входом, переключаются в состояние «1». При построчном формировании импульсы от распределителя последовательно опрашивают входы матрицы 1, 2, 3, 4, 5, в результате чего на входах усилителей $У$ возникают управляющие импульсы, вызывающие в соответст-

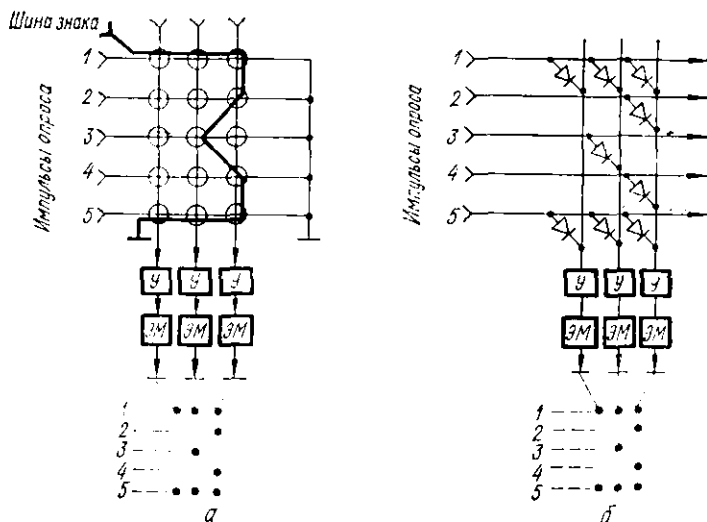


Рис. 146. Знаковые матрицы: а — на магнитных сердечниках; б — диодная.

ющих тактах срабатывание электромагнитов, связанных с печатающими стержнями. Знак будет сформирован за 5 тактов.

Вторым вариантом знаковой матрицы является диодная матрица, рис. 146, б. Связи в схеме определяются конфигурацией формируемых знаков. Опрос матрицы производится по строкам, а сигналы управления снимаются с вертикальных шин столбцов. Импульсы опроса следуют через определенные промежутки времени, что вызывает последовательное срабатывание групп электромагнитов, формирующих строки изображения знака (рис. 146, б). При использовании диодных матриц каждый знак должен иметь свою матрицу, т. е. число символов и число матриц должно быть одинаково.

Выбор знака осуществляется либо подачей на соответствующий вход матрицы (рис. 146, а) сигнала выбора знака, либо формированием управляющего сигнала, разрешающего опрос данной знаковой диодной матрицы (рис. 146, б). Формирование сигналов производится путем дешифрации кодов, поступающих из ЭВМ для печати.

Перфорирующие регистрирующие устройства

Выходная информация ЭВМ, представляемая в виде комбинаций двоичных символов, может быть представлена в виде комбинаций отверстий на перфокарте или перфоленте. Практически непригодное для визуального восприятия такое представление удобно и пригодно для многократного использования в ЭВМ и длительного хранения. Регистрация данных в виде пробивок (отверстий) на перфоносителе осуществляется с помощью перфорационных устройств, называемых перфораторами. По принципу управления перфораторы могут быть ручными или автоматическими. По виду носителя различают ленточные и карточные перфораторы. Перфорационные устройства могут работать в непрерывном или старт-стопном режиме. При непрерывном режиме работы

Таблица 27

№	Названия символов	Символы	Позиция пробивок	№№	Названия символов	Символы	Позиция пробивок
1.	Цифры арабские	0	0	9	Цифры арабские	8	8
2.		1	1	10	знак сложения	9	9
3.		2	2	11	знак вычитания	-	2,8
4.		3	3	12	дробная черта	/	3,8
5.		4	4	13	запятая	.	4,8
6.		5	5	14	точка	.	5,8
7.		6	6	15	пробел	—	6,8
8.		7	7	16			7,8

группе 8 символов, во второй — 16 и далее до 128 в пятой группе. Принцип образования групп такой же, как и в десятичных кодах, т. е. символы младшей группы входят в старшую группу без изменений.

Набор символов второй двоичной группы соответствует набору символов первой десятичной группы (табл. 28).

На бумажных перфокартах информация располагается по строкам, на каждой строке располагается один символ, причем младший разряд двоичного кода соответствует первой дорожке. Таким образом, расположение пробивок на дорожках параллельное, а символов на ленте — последовательное. Как на перфокарте, так и на перфокартах единица изображается пробивкой, а ноль — отсутствием пробивки.

В настоящее время используются перфокарты с различным количеством информационных дорожек и соответственно различной шириной ленты. Различные варианты используемых перфокарт показаны на рис. 148. Помимо информационных дорожек имеется транспортная дорожка с меньшим диаметром отверстий. Каждой дорожке присваивается свой номер, причем если информация записывается во втором международном телеграфном коде, то нумерация дорожек производится справа налево (на рис. 148 приведена в кружочках). На перфокартах информация может располагаться по позициям (параллельное расположение) или по колонкам (параллельно-последовательное рас-

Таблица 28

№	Названия символов	Символ	Кодовое обозначение		№	Названия символов	Символ	Кодовое обозначение	
			I гр.	II гр.				I гр.	II гр.
1.	Цифры арабские	0	000	0000	9	Цифры арабские	8		1000
2.		1	001	0001	10	знак сложения	9		1001
3.		2	010	0010	11	знак вычитания	+		1010
4.		3	011	0011	12	дробная черта	—		1011
5.		4	100	0100	13	запятая	/		1100
6.		5	101	0101	14	точка	.		1101
7.		6	110	0110	15	пробел	.		1110
8.		7	11	0111	16		—		1111

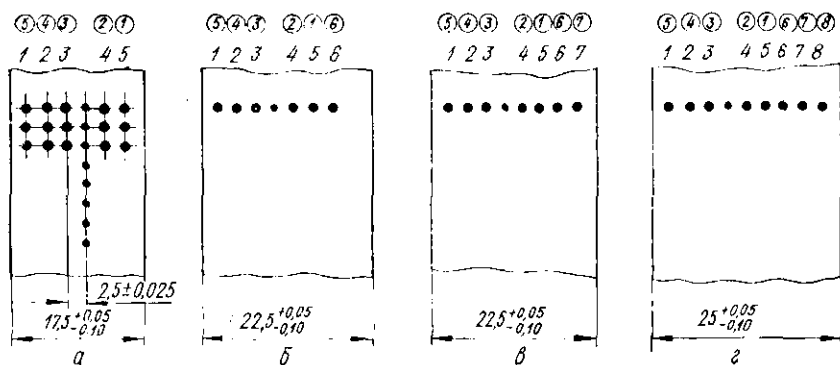


Рис. 148. Перфооленты: а — пятидорожечная; б — шестидорожечная; в — семидорожечная; г — восьмидорожечная.

положение). Обычно между четырехразрядными (трехразрядными) группами пробивок, отображающих десятичные (восьмеричные) числа, пропускается одна колонка (рис. 147). При записи по колонкам перфокарту можно рассматривать как отрезок двенадцатидорожечной ленты.

Перфооленты и перфокарты допускают многократное считывание информации. Недостатком посетителей этого вида является невозможность исправления ошибки. Испорченный носитель подлежит замене.

Перфорирование данных может осуществляться человеком — оператором вручную, при этом процесс регистрации во многом сходен с процессом печати на пишущей машинке. Скорость работы в таком режиме целиком определяется возможностями оператора, т. е. скоростью набора данных на клавиатуре. Ручное перфорирование данных производится на этапе ручной подготовки данных для ввода в ЭВМ.

В тех случаях, когда данные поступают от автоматизированного источника информации (ЭВМ, канала связи,читающего автомата), скорость работы перфорирующего оборудования может быть значительно увеличена. Отметим, однако, что перфоратор не является сверхбыстродействующим устройством и во многих случаях является звеном, ограничивающим быстродействие системы обработки информации (например, устройств считывания графиков, устройств кодирования аналоговых сигналов с записью на перфооленту).

Рассмотрим работу *карточного перфоратора* на примере устройства ПН80-М, обеспечивающего перфорирование 120 карт в 1 минуту. Схема работы перфоратора показана на рис. 149. Чистые перфокарты закладываются в подающий магазин перфоратора. В процессе работы перфокарта из подающего магазина 1 выталкивается к транспортирующим роликам, которые подводят ее к пробивному устройству, состоящему из пуансонов 9 (их в перфораторе 80) и матрицы 2. Сигналы управления перфорацией подаются через коммутационную доску (верхний ряд гнезд, рис. 149) на электромагниты 3, число которых равно числу кнопок (80). Кулачковые контакты 10 в момент перфорации замкнуты и к электромагнитам подведено питание от источника напряжения (+110 В). Если второй вывод электромагнита скоммутирован на второй полюс источника (через коммутационную доску), то данный

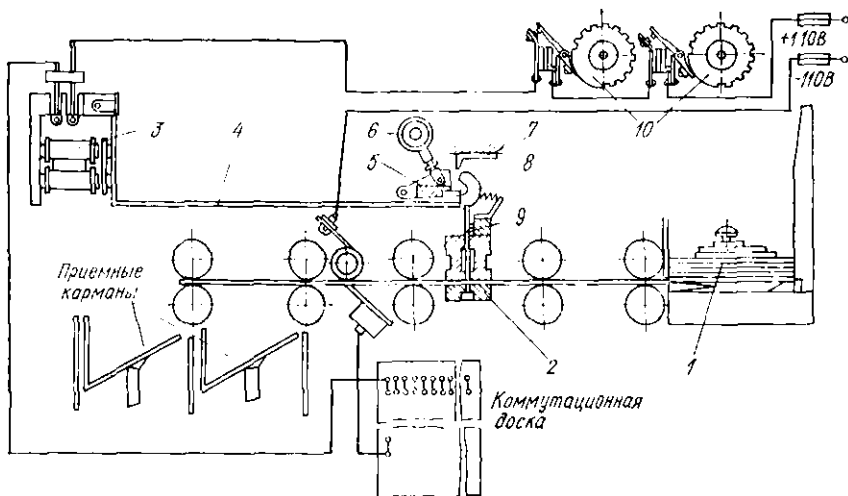


Рис. 149. К принципу работы карточного перфоратора.

электромагнит сработает и через тягу 4 притянет собачку 8 влево к ударной планке 5, совершающей колебательное движение вследствие связи с эксцентриком 6. Ударная планка ударяет по притянутым собачкам и опускает их вместе с пуансонами 9 вниз к матрицам. Пуансоны пробивают в перфокарте отверстия в тех колонках строки, в которых сработали электромагниты 3, в остальных колонках пробивок не будет. При обратном движении ударная планка увлекает собачки за собой. Вместе с собачками поднимаются вверх связанные с ними пуансоны. Когда планка возвращается в верхнее положение, собачки под действием отбойной планки 7 отводятся от ударной планки и цикл перфорирования может быть повторен. В конце возвратного хода пуансона перфокарта сдвигается на очередную позицию. Кинематическая схема перфоратора такова, что обеспечивается старт-стопное движение перфокарты при перфорации. Это достигается применением специальных механизмов типа «мальтийский крест». Синхронизация работы отдельных устройств осуществляется с помощью кулачковых контактов, приводимых в движение от общего привода перфоратора.

В перфораторе предусмотрен режим дублирования перфокарт. В этом режиме электромагниты получают питание от щеток-считывателей воспринимающего устройства, щетки-считыватели сдвинуты относительно пробивающих пуансонов на 14 позиций, в результате чего в любой момент времени под щетками и пуансонами будут находиться одинаковые участки последовательно движущихся перфокарт.

В настоящее время устройства вывода на перфокарты широко используются в составе комплексов электронной аппаратуры, решающих задачи сбора, хранения, подготовки данных, входят в качестве штатных внешних устройств в состав вычислительных комплексов. Для подключения к ЭВМ может быть использован мультиплексный или селекторный канал. В составе устройств вывода на перфокарты обычно имеется буферное запоминающее устройство небольшой емкости, используемое в процессе контроля регистрируемой информации по

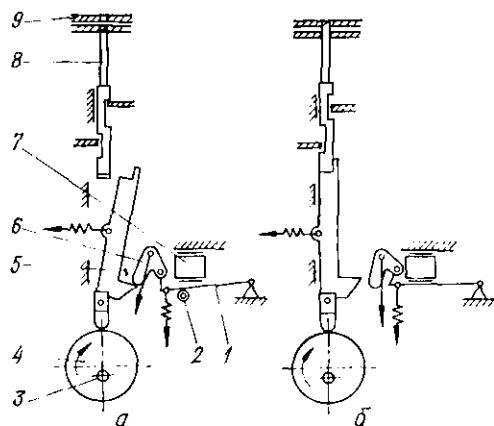


Рис. 150. Узел перфорации быстродействующего ленточного перфоратора.

тах с числом дорожек 5—8. Принцип действия их во многом сходен с принципом работы карточных перфораторов. Однако меньшее число одновременно перфорируемых отверстий, менее массивный носитель и меньшие механические усилия при перфорировании позволяют реализовать большее быстродействие перфораторов. Увеличению быстродействия способствует исключение массивных движущихся деталей и использование одного приводного механизма для приведения в действие нюансонов перфоратора. Схема узла перфорации быстродействующего ленточного перфоратора показана на рис. 150.

Механизм приводится в движение двигателем, связанным с главным валом 3. Нюансоны 8 приводятся в движение кулачком 4, сидящим на главном валу. Цикл перфорации осуществляется за один оборот вала. Управление перфорацией производится электромагнитами. Пробивка отверстий осуществляется при вертикальном движении нюансона в отверстие матрицы 9. Для передачи движения нюансонам служит толкатель 5, получающий движение от кулачка 4. При коде «0» электромагнит 7 обесточен, якорь 1 притянут вниз пружиной и находится на упоре 2. Рычаг 6 при этом упирается в выступ толкателя 5, в результате чего последний поворачивается и отклоняется от линии нюансонов, не передавая им движение кулачка. При поступлении кода «1» якорь электромагнита притягивается, рычаг 6 освобождает выступ толкателя 5, который будет двигаться теперь вертикально и передавать движение от кулачка на нюансон.

Выпускаемые в настоящее время перфораторы имеют различное быстродействие, достигающее 150 строк в секунду. Так, у перфораторов ПЛ-80 и ПЛ-150 скорость регистрации составляет соответственно 80 и 150 строк в секунду. Ленточными перфораторами оборудованы устройства вывода информации на перфоленту ЕС-7022, ЕС-7024, которые подключаются к ЭВМ единой системы через селекторный или мультиплексный канал. Эти устройства имеют встроенные блоки управления и обеспечивают вывод данных со скоростью соответственно 100 и 150

четности. Производительность перфораторов, предназначенных для работы с ЭВМ единой системы, составляет 100—250 карт в минуту в зависимости от типа устройства. Так, перфоратор ЕС-7010 имеет производительность 100, ЕС-7012 — 250, ЕС-7013 — 250 карт в минуту. Указанные устройства работают с 80-колоночными перфокартами и снабжены устройствами контроля правильности регистрируемой информации.

Ленточные перфораторы предназначены для регистрации информации на перфолентах

строк в секунду. Вывод информации может сопровождаться дополнением каждого перфорируемого символа до четности (или нечетности) для последующего контроля или без такого дополнения. Ленточные перфораторы являются неотъемлемой частью многих абонентских пунктов, систем сбора и подготовки данных в АСУ предприятий, ими комплектуется подавляющее большинство современных ЭВМ.

Устройства регистрации информации на магнитной ленте

Регистрирующие устройства с магнитным носителем могут быть использованы для записи как аналоговых, так и цифровых сигналов. Аналоговая запись используется в тех случаях, когда не выдвигается требований высокой точности регистрации, а определяющим фактором является простота аппаратурной реализации (например, для записи речевой информации, накопления речевых сообщений, распоряжений, широко используются устройства аналоговой записи). Если нужно производить регистрацию измерительной информации, обычно используют дискретные методы записи. Это обусловлено низкой помехоустойчивостью аналоговых методов записи, характеризующихся вследствие этого большими погрешностями.

Процесс записи синусоидального сигнала на размагниченный носитель иллюстрируется рис. 151, где приведена кривая остаточного намагничивания (начальная) 1, а также показана форма намагничивающего поля 2 и остаточной индукции 3 носителя. Из рисунка видно, что вследствие нелинейности зависимости остаточной индукции от напряженности магнитного поля головки этому способу записи присущи нелинейные искажения, величина которых особенно значительна при малых уровнях записываемых сигналов. Чтобы обеспечить линейную зависимость остаточной индукции от намагничивающего поля, следует выбрать в качестве рабочего прямолинейный участок кривой намагничивания. Смещение начальной рабочей точки можно осуществить с помощью дополнительного постоянного магнитного поля или дополнительного переменного магнитного поля.

При записи с дополнительным постоянным полем рабочий участок характеристики переносится в линейную часть нисходящей кривой *ABCD*, рис. 152. В этом случае при синусоидальном входном сигнале остаточная намагниченность по длине носителя также будет изменяться по синусоидальному закону. Однако в этом случае нулевому значению сигнала не будет соответствовать нулевое значение остаточной намагниченности носителя. Поэтому при воспроизведении возникает шум, особенно заметный при малых уровнях сигнала и в паузах. Шум обусловлен неоднородностью структуры носителя, которая проявляется тем сильнее, чем сильнее намагничен носитель. Принципно можно так выбрать

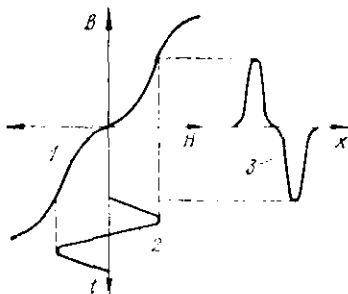


Рис. 151. К принципу магнитной записи на размагниченный носитель.

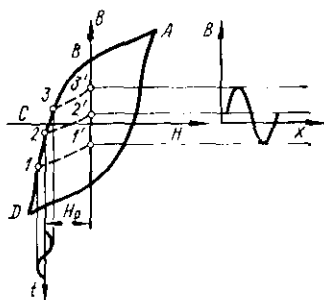


Рис. 152. К принципу записи с дополнительным полем.

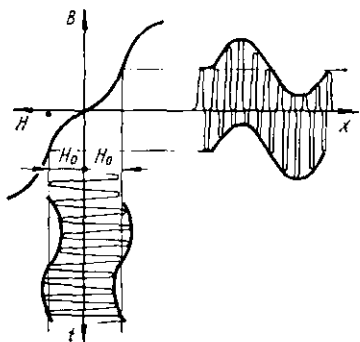


Рис. 153. К принципу записи с высокочастотным подмагничиванием.

рабочую точку, чтобы остаточная намагниченность была равна нулю при нулевом уровне сигнала.

Поле смещения H_0 создается путем пропускания через обмотку головки записи дополнительного постоянного тока смещения, создающего поле с напряженностью H_0 .

Лучшие результаты дает применение смещения переменным магнитным полем (так называемая запись с высокочастотным подмагничиванием). Запись производится на размагниченный носитель, а для создания смещения в головку записи совместно с сигналом подается подмагничивающий ток высокой частоты. Процессы, происходящие при записи, представлены на рис. 153. При отсутствии полезного сигнала на носитель действует только поле смещения, вызывающее стирание ранее записанной информации. При подаче полезного сигнала создается суммарное магнитное поле, огибающая которого при определенном значении подмагничивающего поля будет иметь вид неискаженного полезного сигнала. Таким образом, полезный сигнал будет передаваться без существенных искажений средним остаточным потоком ленты. При записи с высокочастотным подмагничиванием средняя величина остаточной индукции будет равна нулю при нулевых значениях записываемого сигнала. Для осуществления записи с высокочастотным подмагничиванием необходимо, чтобы частота тока подмагничивания была в несколько раз больше высшей частоты записываемых сигналов.

Обычно запись аналоговых (речевых) сигналов производится с использованием высокочастотного подмагничивания. Запись цифровой информации, где первостепенную роль играет наличие или отсутствие сигнала (импульса), может производиться прямым методом или с подмагничиванием постоянным током.

Регистрация измерительной информации путем непосредственной записи сигналов датчиков или измеряемых величин практически не используется, так как возникающая погрешность достигает 20%. Кроме того, возникают большие трудности при воспроизведении низкочастотных составляющих сигналов, поскольку выходной сигнал воспроизводящих индукционных головок на низких частотах сильно уменьшается (до нуля на нулевых частотах). Поэтому при регистра-

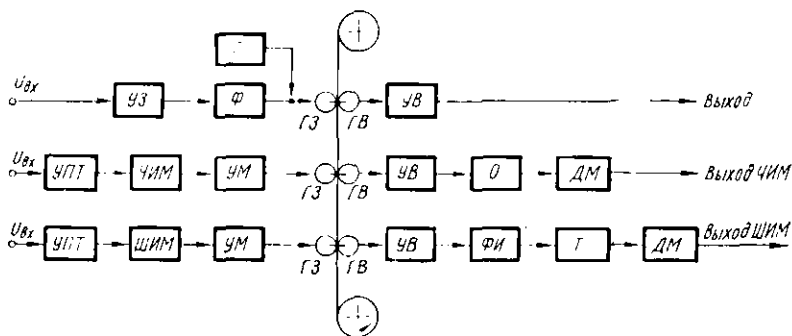


Рис. 154. Структурная схема регистратора на магнитной ленте.

или измерительной информации в подавляющем большинстве случаев прибегают к предварительному преобразованию регистрируемой информации в цифровую форму или в модулированные колебания. При этом широко используются частотные и временные способы модуляции (ЧМ, ЧИМ, ШИМ, ФМ). Это позволяет, с одной стороны, осуществить запись сигналов, содержащих в спектре нулевые частоты, и, с другой стороны, повысить точность регистрации за счет того, что информация содержится не в амплитудных, а во временных параметрах записываемого сигнала. Преобразованный сигнал записывается с помощью стандартной аппаратуры. При воспроизведении такого сигнала необходимо предусмотреть устройства обратного преобразования (демодуляции). В устройствах регистрации измерительной информации — магнитографах часто используется несколько видов записи. Например, в магнитографе 20-МГ-3 (двухканальном унифицированном аппарате для магнитной записи, анализа и обработки измерительной информации) для регистрации информации, получаемой от тензометрических, пьезометрических, потенциометрических и других датчиков, применены три вида записи — непосредственная, частотно-импульсная и широтно-импульсная.

Для регистрации сигналов с частотами $3 \cdot 10^2$ — $3 \cdot 10^4$ Гц используется непосредственная запись, а для процессов со спектрами 0—5 кГц и 0—1 кГц соответственно ЧИМ и ШИМ. Упрощенная структурная схема такого устройства приведена на рис. 154. Непосредственная запись осуществляется с применением высокочастотного подмагничивания. Высокочастотные колебания генерируются генератором Г, фильтр Ф, настроенный на частоту генератора, является заграждающим, препятствующим отвлечению тока подмагничивания в усилитель УЗ. Тракт воспроизведения состоит из головки ГВ и усилителя УВ.

В канале ЧИМ осуществляется предварительное усиление сигналов с помощью УПТ. Усиленный сигнал воздействует на модулятор ЧИМ, выполняющий по схеме управляемого импульсного автогенератора. После усиления по мощности (блок УМ) сигналы записываются на ленту. Воспроизведение сигнала в ЧИМ-тракте производится с

помощью усилителя $УВ$, ограничителя амплитуды $О$ и демодулятора $ДМ$.

В канале $ШИМ$ регистрируемый сигнал после усиления воздействует на $ШИМ$ -модулятор. Запись сформированного и усиленного $ШИМ$ -сигнала осуществляется головкой $ГЗ$. Воспроизведение $ШИМ$ -сигнала и детектирование модулирующего сообщения производится путем усиления сигналов головки воспроизведения, формирования импульсов, соответствующих базовым и модулированным фронтам импульсов записи в блоке $ФИ$, образования в триггере T широтномодулированной импульсной последовательности с последующим выделением низкочастотной части спектра сигнала демодулятором $ДМ$.

Запись информации в магнитографе производится на ленту шириной 35 мм. Скорость движения ленты при записи 75; 50; 25; 12,5; 6,25 см/с.

Для записи измерительной информации, предназначенной для последующего ввода в ЭВМ, целесообразно использовать предварительное аналого-цифровое преобразование с последующей регистрацией данных на магнитной ленте в виде двоичного кода. Это дает возможность избавиться от ряда промежуточных преобразований сигналов при регистрации и воспроизведении информации. При цифровой записи воспроизведенный кодовый сигнал может быть непосредственно введен в ЭВМ. Кроме того, кодовая запись обеспечивает минимальную величину погрешности воспроизведения регистрируемых данных.

Основные показатели различных способов модуляции, используемых при магнитной записи, приведены в табл. 29 [37].

Устройства регистрации на магнитной ленте могут производить запись сигналов в течение длительного времени, осуществляя накопление информации. Считывание информации, накопленной в течение большого интервала, может быть осуществлено в течение малого промежутка времени за счет увеличения скорости движения ленты в режиме воспроизведения.

Устройства магнитной записи широко используются для регистрации цифровой информации, представляющей собой выходные или промежуточные данные ЭВМ, выходные сигналы устройств аналого-цифрового преобразования, других кодирующих устройств. Регистрация цифровой информации сводится к регистрации импульсов, отображающих определенные символы кода. При цифровой регистрации важно лишь наличие или отсутствие импульса, форма импульса может быть восстановлена с помощью формирующих устройств.

При записи цифровой информации для отображения символов кода могут быть использованы три состояния магнитного носителя: насыщение до $+B_s$, насыщение до $-B_s$ и полностью размагниченное состояние. В зависимости от используемых состояний носителя различают способы записи по трем или двум уровням. При записи по двум уровням размагниченное состояние носителя не используется.

При записи по трем уровням информация записывается разнополярными импульсами тока длительностью порядка 1—2 мкс на предварительно размагниченный носитель. Импульс положительной полярности в головке записи соответствует единице ($+B_s$), а импульс

Таблица 29

Характеристики	Вид модуля-ции	Скорость ленты, мм с					
		47,6	95,2	190,5	381	762	1524
Время записи 1000 м, мин		350	175	88	44	22	11
Колебания скорости, %		0,75	0,6	0,4	0,25	0,25	0,2
Диапазон частот записи, Гц	АМ	40—3500	40—7000	40—15000	40—30000	40—50000	40—100000
	ФМ ЧМ	0—325	0—625	0—1250	0—2500	0—5000	0—10000
	ШНЧМ	—	—	0—180	0—180	0—180	0—180
	КЧМ	0—660	0—1125	0—2250	0—4500	0—9000	0—18000
Погрешность воспроизведения, %	АМ	20	20	20	20	20	20
	ФМ ЧМ	5—6	5—6	3—5	3—5	3—5	3—5
	ШНЧМ	—	—	1—2	1—2	1—2	1—2
	КЧМ	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25

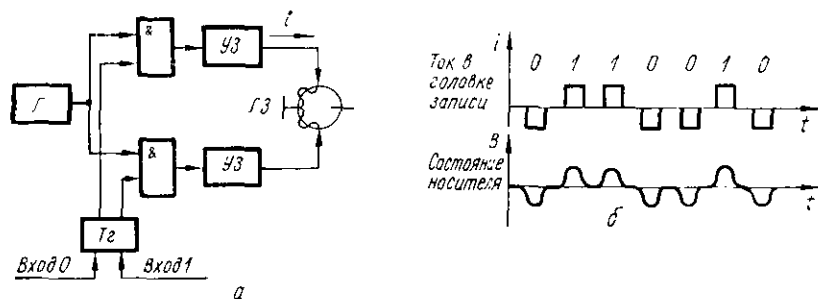


Рис. 155. Цифровая магнитная запись по трем уровням.

отрицательной полярности — нулю ($-B_0$) (рис. 155, б). Запись производится с помощью схемы, приведенной на рис. 155, а. Чтобы избежать переключения направления тока при записи, используется магнитная головка записи с встречно включенными обмотками. Усилители записи УЗ нормально заперты и открываются только при прохождении импульсов записи нуля или единицы от генератора Г. Выбор того или иного УЗ производится триггером Тг, управляемым сигналами записи.

Использование отдельных импульсов для записи 0 и 1 повышает ее надежность. Однако наличие промежутков между импульсами ограничивает достижимую плотность записи. Методы записи по трем уровням называют иногда методами записи с возвращением к нулю (ВН).

Большее распространение получили методы записи по двум уровням (методы НВН — без возвращения к нулю), при которых промежутков между символами нет. В одной из модификаций способа записи по двум уровням без промежутков переход носителя из состояния $+B_0$ в состояние $-B_0$ происходит при чередовании 1 и 0 или 0 и 1 (рис. 156). В другой модификации изменение состояния носителя происходит каждый раз с поступлением единицы (рис. 157). Применение способов записи по двум уровням без промежутков позволяет несколько повысить плотность записи (теоретически до двух раз) и получить большее значение выходного сигнала при воспроизведении записи по сравнению с записью по трем уровням. В обеих схемах (рис. 156, 157) усилители управляются сигналами с потенциальных выходов триггера Тг. Один из усилителей при этом обязательно работает. Триггер Тг производит лишь их коммутацию. Различие между двумя схемами состоит лишь в способе подачи управляющих сигналов. В схеме рис. 156 управляющи-

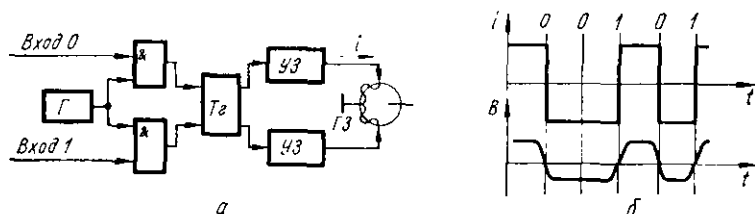


Рис. 156. Запись по двум уровням без промежутков: а — схема устройства; б — временные диаграммы.

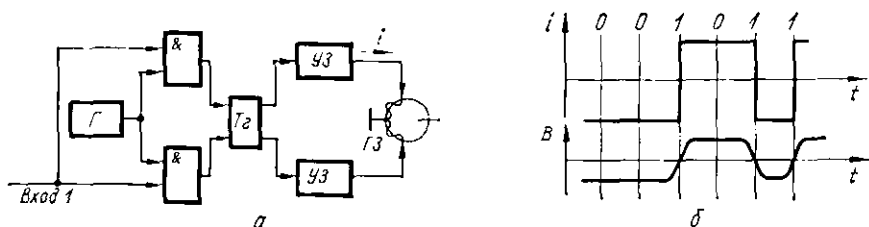


Рис. 157. Запись по двум уровням с изменением состояния носителя при записи единиц: а — схема устройства; б — временные диаграммы.

ми будут лишь чередующиеся сигналы 0 и 1, в схеме рис. 157 управляющими будут все сигналы 1.

Следует отметить, что способ с переключением потока при записи единиц имеет ряд преимуществ (простота схемы считывания, возможность получения синхрипульсов без специальной их записи), поэтому он широко используется в цифровых регистрирующих устройствах и внешних устройствах ЭВМ.

Способы записи по двум уровням без возвращения к нулю имеют недостаток, проявляющийся при больших значениях плотности записи, близких к предельным. При использовании методов *ИВН* возможны ситуации, когда быстрые переходы носителя из одного состояния в другое чередуются с длительным пребыванием его в одном из состояний. Такие ситуации возникают при регистрации данных, в которых возможно появление длинных кодовых групп, состоящих из одинаковых символов (при обычном методе *ИВН*), или длинных групп нулей (при методе *ИВН* с изменением состояния при записи единиц). В этих случаях максимальный и минимальный размеры следов магнитной записи на носителе (магнитных отпечатков) будут отличаться друг от друга, а при воспроизведении записи уровень сигнала будет меняться в значительных пределах из-за наложения сигналов от соседних отпечатков. Указанный эффект создает трудности при выделении сигналов, когда запись осуществляется с высокой плотностью и происходит значительное наложение соседних отпечатков. Одним из способов уменьшения колебаний уровня выходного сигнала при воспроизведении является использование метода фазовой модуляции (называемого также фазовым методом), при котором максимальный и минимальный размеры магнитного отпечатка отличаются в два раза. При использовании фазового метода появляется возможность правильного выделения сигналов при значительных наложениях соседних отпечатков. Это, в свою очередь, позволяет повысить плотность записи на магнитный носитель.

Характерной особенностью фазового метода записи является изменение полярности тока записи в каждом такте, причем изменение полярности в одном направлении соответствует записи 1, а в противоположном — 0. Если осуществляется запись одинаковых символов, то в промежутках между тактами производится дополнительное изменение направления записывающего тока.

Структурная схема канала записи устройства регистрации цифровой информации фазовым методом приведена на рис. 158, а. Формирование

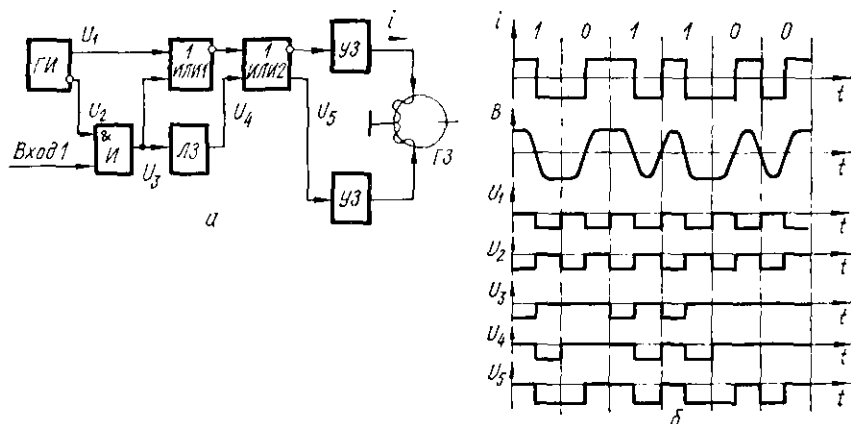


Рис. 158. К принципу магнитной записи с фазовой модуляцией.

тока в записывающей головке $ГЗ$ производится с помощью усилителей записи $УЗ$, на входы которых подаются противофазные управляющие сигналы с выходов логической схемы $ИЛИ2$. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы при регистрации характерных сочетаний символов, приведены на рис. 158, б. Генератор тактовых импульсов ($ГИ$) вырабатывает две последовательности тактовых импульсов: прямую (U_1) и сдвинутую на половину периода (U_2). Частота следования импульсов f_u в два раза выше частоты поступления символов f_c . (На рис. 158, б такты поступления информации отделены вертикальными линиями).

Управляющий сигнал U_5 формируется на выходе схемы $ИЛИ2$ как результат логического сложения сигналов U_4 с инверсной логической суммой сигналов U_1 и U_3 . Сигнал U_3 формируется на выходе схемы $И$ и представляет собой фрагменты сдвинутой импульсной последовательности U_2 , прошедшие на выход схемы $И$ в моменты, когда на ее второй вход подан сигнал «1». (На рис. 158, б единицы представлены отрицательным уровнем напряжения, нули — нулевым). При отсутствии на входе «1» на выходе схемы $И$ будет нулевой уровень напряжения. Схема задержки сигналов $ЛЗ$ задерживает сигнал U_3 на время, равное половине периода импульсной последовательности, в результате чего сигнал U_4 представляет собой сдвинутый во времени сигнал U_3 .

При рассмотрении временных диаграмм видно, что управляющий сигнал U_5 и ток в головке $ГЗ$ будут изменяться при записи чередующихся единиц и нулей с частотой поступления символов информации и с двойной частотой — при записи групп, состоящих из одинаковых символов. При этом основная частота сигнала записи будет равна соответственно f_c и f_u , что позволяет использовать узкополосный тракт воспроизведения считанных сигналов.

При фазовом методе 1 и 0 отмечаются на магнитном носителе изменением его состояния, что позволяет осуществлять формирование синхронизирующих импульсов из сигналов, зарегистрированных на одной дорожке носителя.

Фазовый метод широко распространен в современных цифровых магнитных накопителях с высокой плотностью записи и большой скоростью регистрации (считывания) информации.

Аналогичными свойствами обладает частотный метод записи, при котором один символ (1 или 0) отображается сигналом частоты f_1 , а другой символ (0 или 1 соответственно) — сигналом частоты f_0 . При частотном методе записи минимальный и максимальный размеры магнитных отпечатков также отличаются в два раза.

Способы записи, при которых используется лишь два уровня намагниченности ($+B_s$ и $-B_s$), не требуют предварительной подготовки магнитного носителя. Запись может производиться на «грязный» носитель, т. е. без предварительного стирания.

В цифровых регистраторах информация на магнитной ленте располагается обычно по зонам, представляющим собой массивы данных, имеющие определенные номера. В большинстве случаев используется параллельно-последовательное размещение информации (как на перфоленте). Объем информации в зоне определяется ее длиной и часто соответствует емкости оперативного ЗУ ЭВМ. Возможна и произвольная длина зоны, однако ограниченная по максимуму и минимуму. Отдельные элементы массива (машинные слова, отсчетные значения сообщений и т. п.) могут отделяться друг от друга служебными комбинациями. В пределах зоны или ее отдельных элементов возможна организация контроля правильности регистрации информации и т. д.

В настоящее время проведена унификация магнитной ленты, параметров записи (число дорожек, плотность записи) и размещения информации на ленте. ГОСТ 14127—69 установлены минимальная и максимальная длина зоны, методы контроля.

Стандартами регламентированы также плотность записи на магнитной ленте (8 и 32 имп/мм), расстояние между блоками регистрируемой информации, составляющее для 7- и 9-дорожечной ленты соответственно 17,5 и 15 мм.

Стандартизация магнитных носителей и форматов записи дала возможность успешно решить проблему совместимости магнитных лент, получаемых с помощью различных устройств. Совместимые магнитные накопители позволяют получить магнитные ленты, пригодные для непосредственного ввода и использования в ЭВМ путем простой перестановки кассет с лентой с одного устройства на другое. Для получения совместимых магнитных лент рекомендована плотность записи 8 имп/мм.

В большинстве магнитных регистраторов и накопителей информации запись производится на движущийся с постоянной скоростью магнитный носитель. В таком режиме плотность записи будет переменной, если информация поступает во времени неравномерно, появляются неиспользованные участки магнитной ленты. Чтобы обеспечить равномерное размещение информации при переменном темпе ее поступления, в состав регистрации вводят промежуточные ЗУ достаточно большой емкости. В этом случае осуществляется первоначальное запоминание информации в промежуточном ЗУ с последующей выборкой данных из ЗУ и записью их на движущуюся с постоянной скоростью магнитную ленту. На магнитной ленте формируется зона, максимальная длина

Таблица 30

Параметры	Тип устройства									
	ЕС-5012	ЕС-5014	ЕС-5015	ЕС-5017	ЕС-5019	ЕС-5022	ЕС-5025	КС-9001	ЕС-9002	
Скорость ленты, $\frac{м}{с}$	2	2	4	2	3	4	2	—	0,4	
Плотность записи, $\frac{ммл}{мм}$	8; 32	63	63	8; 32	8; 22; 32	8; 32	63; 32	8	32	
Способ записи	НВН-1	Ф	Ф	НВН-1	НВН-1	НВН-1	Ф; НВН-1	НВН-1	НВН-1	
Число дорожек	9	9	9	9	9	8	9	9	9	
Скорость обмена, $\frac{Кбайт}{с}$	64	126	240	64	30; 32 120	126	126; 64	—	—	
Междуполосный про- межуток, мм	15,2	15,2	15,2	15,2	15,2	15,2	15,2	15,2	15,2	
Размер ленты ширина, мм	12,7	12,7	12,7	12,7	12,7	12,7	12,7	12,7	12,7	
длина, м	750	750	750	750	750	750	750	750	750	
Длина зоны, байт	—	—	—	—	—	—	—	180	80; 160	
Время перемотки, мин	2,5	2,5	1,8—2	2,5	2,1	2,5	2,0	—	—	

Примечание. В устройствах подготовки данных ЕС-9001, ЕС-9002 реализован старт-стопный режим записи; Ф — фазовый метод; НВН-1 — метод НВН с изменением состояния при записи единиц.

которой определяется емкостью промежуточного ЗУ. После записи зоны ленты останавливается и осуществляется накопление нового массива информации в промежуточном ЗУ. Приведенный режим регистрации данных называют старт-стопным режимом, а устройства регистрации — старт-стопными магнитными накопителями. В старт-стопном режиме возможно обнаружение и исправление ошибок на магнитной ленте при контрольном просмотре зон, записанных на магнитной ленте.

Частным случаем старт-стопного режима является шаговый режим, в котором перемещение магнитной ленты осуществляется на один шаг после записи очередной строки. Шаговый режим реализуется путем использования перфорированной магнитной ленты или с помощью шагового лентопротяжного механизма. Старт-стопный режим регистрации используется в процессе сбора и подготовки данных для ввода в ЭВМ, при ручной подготовке данных одним или несколькими операторами, работающими с индивидуальными пультами, при компоновке магнитных лент из отдельных фрагментов.

Цифровые устройства регистрации данных на магнитных носителях (лентах, дисках, картах, барабанах) являются неотъемлемой частью периферийного оборудования современных ЭВМ. Обладая большой информационной емкостью, различным быстродействием при регистрации и высокой скоростью обмена информацией, они характеризуются высокой надежностью работы и высокой достоверностью записанных данных. Устройства с цифровой магнитной записью также широко используются в системах программного управления технологическим оборудованием (металлорежущими станками, прокатно-гибочными агрегатами, оборудованием раскроя заготовок), автоматизированных системах управления. Технические характеристики некоторых устройств цифровой магнитной записи, предназначенных для использования совместно с ЭВМ единой системы, приведены в табл. 30.

4. СЧИТЫВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ С ДОКУМЕНТОВ РЕГИСТРАЦИИ

Применение регистрирующих устройств позволяет получить документ регистрации, который является не только архивным. В случае необходимости этот документ может быть введен в ЭВМ, а зарегистрированные на нем данные использованы для решения различных задач. Ввод в ЭВМ данных, зарегистрированных на различных видах носителей (их обычно называют промежуточными носителями), особенно желателен в тех случаях, когда регистрирующая аппаратура удалена от ЭВМ или когда ввод данных в ЭВМ в процессе их получения невозможен.

Кроме того, часто необходимо ввести в ЭВМ данные, подготовленные вручную, экспериментальные данные, нормативные документы и т. п. Осуществить ввод в ЭВМ разнообразной информации с промежуточных носителей позволяют устройства считывания данных с документов регистрации. К числу таких устройств относятся устройства считывания графической информации (с документов регистрации одно- и двухкоординатных графических регистраторов — самописцев), устройства считывания печатных знаков, устройства считывания данных

с перфоносителей, устройства считывания данных с магнитной ленты и ряд других. Следует отметить, что принципы построения устройств считывания столь же разнообразны, сколь разнообразны используемые при регистрации методы и физические явления.

Устройства считывания графической измерительной информации

К измерительной графической информации относятся записи различных автоматических регистрирующих приборов — самописцев, фотографических регистраторов и т. п. Считывание данных с таких графических документов может осуществляться как вручную, так и с помощью автоматизированных устройств. Широкий ассортимент используемых носителей, большой диапазон скоростей регистрации, разнообразие регистрируемых данных затрудняют создание универсальных, пригодных для любых графических записей автоматических устройств.

При любом виде считывания (автоматическом, ручном) следует считать целесообразной процедуру предварительного просмотра графического материала человеком. Это дает возможность установить необходимость обработки данного документа, определить границы участков, подлежащих вводу и обработке, нанести в случае необходимости служебные отметки или скорректировать графики. Такая процедура представляет собой процесс фильтрации информации по критериям целесообразности, полезности, ценности информации. В роли фильтрующего звена выступает человек со своим опытом, интуицией, навыками.

Общим для всех устройств и методов считывания графической информации является то, что оптические характеристики носителя информации в местах, подвергшихся действию инструмента регистрации, отличаются от характеристик чистого поля носителя. В качестве отличительного признака может фигурировать коэффициент отражения (линии записи и чистого носителя), оптическая плотность, цвет. В устройствах считывания графической информации используются алгоритмы оптического анализа поля носителя, обнаружения элементов, принадлежащих линиям графических изображений, выработки сигналов, отображающих выделяемые характеристики считываемой информации.

Анализ способов и технических средств графической регистрации информации позволяет сформулировать требования к современному устройству считывания графической информации в следующем виде: устройство должно обеспечивать автоматическое (в сложных случаях — полуавтоматическое) считывание цветных записей с бумажных и фотобумажных носителей информации шириной от 35 до 360 мм, при количестве каналов регистрации 10—20, наличии пересечений записей, наличии разрывов и пропусков в линиях графиков и углах наклона линии до 87—89°. Погрешность воспроизведения ординат графиков должна быть порядка 0,1—0,5% от максимального значения ординаты.

Должен удовлетворяться также ряд дополнительных требований по быстродействию, надежности, характеру связи с ЭВМ.

Основной задачей устройства автоматического считывания графиков является определение элементов носителя, принадлежащих линии графика, и выработка сигналов, пропорциональных координатам выделенных элементов. Закон изменения координат определяется законом изменения считываемого графика от аргумента.

В общем случае носитель информации с графиком можно рассматривать как некоторое поле, элементы которого отличаются друг от друга некоторыми признаками или их совокупностью. В качестве отличительных признаков могут фигурировать коэффициент отражения (оптическая плотность), цветовой тон, насыщенность и др. Во многих случаях возможно построение кодирующего устройства на основе использования лишь одного отличительного признака [38]. Иногда же приходится принимать во внимание совокупность отличительных признаков, среди которых помимо физических (технологических) признаков существенное значение приобретают семантические признаки (например, принадлежность элемента к некоторой совокупности, образующей непрерывную последовательность — линию или регулярную структуру — координатную сетку). Каждому конкретному устройству присущи свои индивидуальные особенности. Вместе с тем можно выделить общие черты, характерные для большинства устройств считывания графической информации, и определить основные операции, выполняемые в процессе считывания и кодирования графиков:

1. Анализ поля носителя графической информации, обычно выполняемый путем сканирования носителя или его оптического изображения.

2. Транспортирование (перемещение) носителя с помощью лентопротяжного механизма.

3. Частотная и пространственная фильтрация оптических сигналов (разделение спектральных составляющих от линий графиков и выделение служебной информации).

4. Преобразование оптических сигналов в электрические.

5. Усиление и формирование электрических сигналов.

6. Логическая обработка электрических сигналов и принятие решений в соответствии с выбранными решающими правилами. (Для служебной информации — формирование служебных сигналов).

7. Фиксация пространственно-временных параметров сигналов принятия решений (определение координат линий графиков).

8. Кодирование отсчетных значений преобразуемых графиков (с индикацией результатов кодирования).

9. Формирование блока выходных данных устройства кодирования (с индикацией).

10. Передача блока выходных данных в ЭВМ или на промежуточное регистрирующее устройство.

11. Получение сигналов подтверждения приема переданного блока и сигналов управления от ЭВМ.

12. Обработка команд, полученных от ЭВМ.

Структурная схема устройства, в котором аппаратурно реализованы вышеперечисленные операции, приведена на рис. 159. Рассмотрим

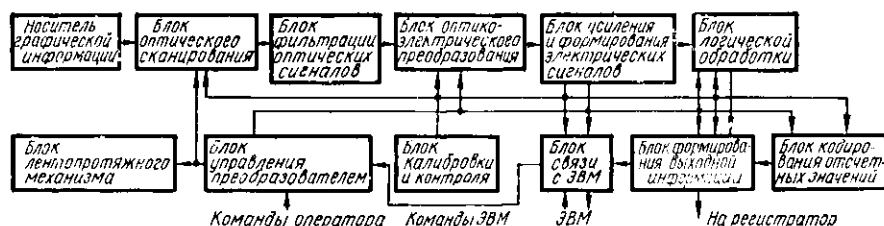


Рис. 159. Структурная схема устройства считывания графической информации.

назначение блоков. Блок лентопротяжного механизма (ЛПМ) предназначен для непрерывной или шаговой транспортировки носителя графической информации в процессе работы устройства. Обычно это электромеханическое устройство, имеющее достаточно сложную кинематическую схему и позволяющее получать некоторый набор скоростей перемещения носителя с графиком, а следовательно, и набор значений шага дискретизации по оси аргумента. При использовании в ЛПМ шагового привода обеспечивается высокое постоянство шага дискретизации, уменьшается динамическая погрешность преобразования, обусловленная изменением преобразуемой величины в процессе определения отсчетного значения. При наличии управляемого шагового привода легко осуществить изменение шага дискретизации в соответствии с характером считываемого графика.

Блок оптического сканирования представляет собой оптическую, оптико-механическую или электронную сканирующую систему, растр-элемент которой осуществляет развертку поля носителя графической информации или его оптического изображения [39]. В большинстве случаев используются оптико-механические развертывающие системы с качающимися или вращающимися зеркалами или зеркальными барабанами, аналогичные системам развертки фототелеграфных аппаратов. Вместе с тем представляется перспективным использование оптических сканирующих систем с отклонением луча на кристаллах, голоконно-оптических и твердотельных систем пространственного сканирования, электронно-лучевых сканирующих систем, позволяющих повысить быстродействие устройств считывания и повысить точность. Перемещение растр-элемента при анализе поля носителя может быть как непрерывным, так и дискретным.

Блок фильтрации оптических сигналов обычно представляет собой совокупность частотных и пространственных оптических фильтров. Частотная фильтрация осуществляется при кодировании цветных и одноцветных графиков, записанных на диаграммной бумаге с цветной координатной сеткой, графиков с нанесенными в пределах рабочего поля носителя цветными служебными метками. В качестве элементов оптического частотного фильтра используют цветные оптические стекла, интерференционные фильтры или зеркала. Количество фильтрующих элементов, их тип и полоса пропускания определяются алгоритмом работы блока логической обработки. Пространственная фильтрация оптических сигналов производится при считывании служебной информации, зарегистрированной как в пределах рабочего поля

носителя, так и за его пределами, а также при кодировании графиков, цвет линий которых не отличается от цвета линий координатной сетки, но сами линии отличаются по толщине. В качестве фильтрующего элемента используют разнообразные апертуры (отверстия, щели и т. п.), осуществляющие разделение элементов графического документа согласно их пространственно-частотным характеристикам.

В состав блока оптико-электрического преобразования входят один или несколько фотоприемников, преобразующих оптические сигналы от носителя графической информации в электрические. Количество фотоприемников и их тип определяются величиной оптического сигнала, попадающего на фотоприемник, и алгоритмами их последующего анализа. В качестве фотоприемников обычно используются фотоэлектронные умножители (ФЭУ). Наряду с ФЭУ возможно использование фотодиодов, фототранзисторов, передающих телевизионных трубок, сканнаторов. При использовании передающих телевизионных трубок, сканнаторов и других аналогичных приборов удается совместить функции сканирования и оптико-электрического преобразования в одном приборе.

Блок усиления и формирования сигнала представляет собой усилитель (в некоторых случаях усиление может быть нелинейным), коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления которого определяются типом используемого фотоприемника, характером последующей логической обработки, а полоса пропускания выбирается в соответствии с такими параметрами блока оптического сканирования, как скорость перемещения анализирующей апертуры, размеры апертуры и т. д. Требуемая полоса пропускания при прочих равных условиях зависит также от толщины линий кодируемых графиков. В тех случаях когда логическая обработка производится по простейшим алгоритмам (например, пороговая обработка), наряду с усилением производится и формирование сигнала, имеющее целью повысить отношение сигнала к шуму или фоновым помехам за счет нелинейности характеристики усилителя.

Блок логической обработки электрических сигналов представляет собой решающее устройство, формирующее импульсный сигнал принятия решения в том случае, когда значения параметров электрического сигнала (или совокупности электрических сигналов) таковы, что обеспечивается выполнение условий, задаваемых решающими правилами. Обычно решающие правила формируются в блоке логической обработки в виде некоторой совокупности условий, выполнение которых непрерывно проверяется в процессе работы устройства кодирования. Как уже отмечалось, простейшей процедурой является проверка условия превышения сигналом некоторого заранее установленного порогового уровня с выработкой импульсного сигнала в случае превышения сигнала над порогом. Такая процедура используется во многих устройствах кодирования графической информации [38, 39] при кодировании как служебной, так и измерительной информации.

Блок кодирования отсчетных значений предназначен для фиксации пространственно-временных параметров сигналов принятия решений, являющихся аналогами отсчетных значений ординат линий графиков,

и кодирования этих параметров с помощью выбранной системы кодирования. Выбор системы кодирования определяется характером связи с ЭВМ (непосредственная электрическая связь с МОЗУ, связь по каналу передачи данных). При двоичном представлении отсчетных значений ординат графиков блок кодирования представляет собой обычный двоичный счетчик, подсчитывающий количество импульсов стабильной частоты, поступивших на его вход с момента начала цикла сканирования до момента принятия решения. Возможно использование и других кодов в зависимости от характера связи с ЭВМ (гл. III, п. 2). При использовании цифровых кодов результат кодирования обычно отображается на небольшом индикаторном устройстве (табло, индикаторная панель).

В блоке формирования выходной информации осуществляется компоновка выходного сообщения, содержащего наряду с отсчетными значениями ординат кодируемых графиков ряд служебных и вспомогательных данных. К числу таких данных относятся номер кодируемого графика (номер канала), масштаб регистрации графика, цвет линии графика, признак точки пересечения, наличие временной отметки и т. п. Формируются также признаки конца и начала сообщения. По структуре блок представляет собой небольшое запоминающее устройство, в котором по фиксированным адресам размещаются определенные фрагменты сообщения (заголовок, текст и т. п.). Выборка данных из такого ЗУ осуществляется в определенном порядке. В зависимости от организации процедуры ввода данных в ЭВМ выходное сообщение поступает либо в блок связи с ЭВМ, либо на регистрирующее устройство (например, перфоратор).

Блок связи с ЭВМ обеспечивает передачу информационного сообщения в ЭВМ и прием команд управления, поступающих из ЭВМ. При связи с ЭВМ по телефонному или телеграфному каналу в состав блока включаются средства преобразования кода ЭВМ в код канала, устройства повышения достоверности и модулирующие устройства. Если же связь осуществляется непосредственно по проводным линиям малой длины, достаточно иметь входной и выходной регистр и согласующие каскады.

Синхронизация всех блоков устройства кодирования и управление их работой осуществляются с помощью блока управления. Управление может осуществляться автоматически по командам ЭВМ или вручную с пульта оператора. Обычно имеется возможность регулировать величину шага перемещения ленты с графиком, шага перемещения растр-элемента, изменять частоту выдачи отсчетных значений в ЭВМ, корректировать режим работы оптико-электрического преобразователя.

Блок калибровки и контроля используется для оперативной проверки работоспособности устройства кодирования и оценки его основных параметров. Контроль и калибровка производятся с помощью специальных тестовых графиков и встроенных элементов контроля. Следует отметить, что блок контроля входит лишь в состав сложных и достаточно универсальных устройств кодирования. Простейшие устройства таких блоков не имеют.

Рассмотренную структуру имеет наиболее современное и универ-

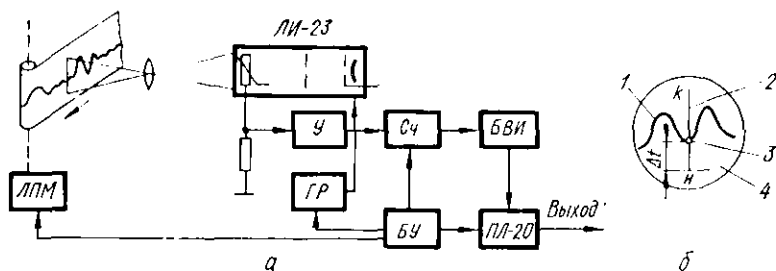


Рис. 160. Устройство «Силуэт»: а — структурная схема; б — к определению ординаты графика.

сальное устройство считывания и ввода в ЭВМ измерительной графической информации [40], обеспечивающее считывание многоканальных цветных графических записей (число каналов до 12) с погрешностью не более 0,25%. Частота съема данных с носителя равна 50 Гц. Отсчетные значения кодируются двоичным кодом и передаются в ЭВМ по электрическим линиям связи малой длины. В ЭВМ вводится также служебная информация.

Рассмотрим структуру устройства «Силуэт», выходные данные которого регистрируются на перфоленте, а затем вводятся в ЭВМ по каналу перфоввода. Структурная схема устройства «Силуэт» приведена на рис. 160. Перемещение носителя (ленты с графиком) осуществляется ЛПМ, обеспечивающим скорости перемещения 1; 4; 7; 16; 28 и 112 мм/с. Функция блока сканирования и оптико-электрического преобразования выполняется передающая телевизионная трубка — видикон ВИ-23, на светочувствительную мишень которого с помощью оптической системы переносится изображение носителя с графиками 1. Сканирование мишени и считывание образовавшегося под действием света потенциального рельефа осуществляются электронным лучом передающей трубки, отклоняющимся под действием развертывающего напряжения, вырабатываемого генератором развертки (ГР). Поскольку устройство предназначено для считывания одноцветных линий, не сопровождаемых служебными пометками, блок фильтрации оптических сигналов в нем отсутствует. Передающая трубка работает в одноструичном режиме. При сканировании мишени в точке встречи 3 развертывающего луча 2 с линией графика на выходе видикона возникает импульсный сигнал, временное положение которого относительно начала развертки 4 пропорционально ординате считываемого графика. Дальнейшая обработка сигнала сводится к измерению величины интервала и регистрации этой величины на перфоленте. Усиление и формирование импульсного сигнала осуществляется блоком У. В блоке У производится также логическая обработка сигнала, заключающаяся в том, что текущее значение выходного сигнала видикона U_c непрерывно сравнивается с пороговым напряжением $U_{пор}$. При этом сигнал на выходе блока У появляется в том случае, когда $U_c > U_{пор}$. Кодирование отсчетного значения ординаты графика представляет по сути кодирование временного положения сигнала на выходе блока У и осуществляется двоичным счетчиком СЧ путем счета импульсов стабильной частоты

(источник счетных импульсов на рис. 160 не показан). Поскольку значения ординат преобразуемых графиков регистрируются на перфоленте в международном телеграфном коде № 2, в блоке формирования выходной информации (БВИ) предусмотрен преобразователь двоничного кода в телеграфный код № 2. Выходные данные поступают на перфоратор типа ПЛ-20 и регистрируются на перфоленте. Синхронизация всего устройства и управление работой перфоратора производится блоком управления (БУ).

Данное устройство позволяет считывать одну из двух или трех пересекающихся одноцветных кривых, записанных на бумажной ленте шириной от 60 до 305 мм и киноплёнке шириной 35 мм. Погрешность считывания ординат — 2%.

В настоящее время для ввода графической информации применяются также серийные устройства типа ЭАСП, АСМО, МАСК и ряд других серийных и экспериментальных образцов. Известные устройства [38, 39, 40] позволяют успешно решать многие задачи ввода в ЭВМ графической измерительной информации, а также некоторых других видов графической информации (картографической, проектно-конструкторской и т. п.).

Устройства считывания печатных знаков

Устройства считывания печатных знаков, называемые также читающими автоматами, предназначены для автоматического опознавания цифр, букв и других знаков печатного, машинописного или рукописного текста и преобразования опознанной информации в форму, пригодную для использования в ЭВМ и устройствах подготовки промежуточных носителей информации (перфораторах, регистраторах на магнитных носителях). Поскольку печатные документы составляют большую часть экономической, статистической, культурной и т. п. информации, разработка эффективных устройств автоматического чтения печатных документов является важной задачей. Эта задача является сложной, так как используемые при регистрации печатным способом носители информации разнообразны, шрифты и символы различны и имеют сложную конфигурацию, что создает многочисленные трудности при их распознавании и считывании.

Существующие в настоящее время устройства способны распознавать ограниченный набор письменных, цифровых и других знаков. Количество выходных состояний автоматического устройства при этом тоже ограничено и определяется количеством распознаваемых знаков. Наряду с работами по созданию универсального читающего устройства разрабатываются специальные шрифты, которые надежно распознаются автоматическими устройствами. В результате этого были разработаны так называемые стилизованные шрифты, характеризующиеся тем, что каждый знак значительно отличается от других используемых знаков. Хотя такие шрифты и отличаются от обычных и неудобны для восприятия человеком, они «понятны» автоматическому устройству. Такие шрифты и читающие устройства получили широкое распространение при обработке массовой информации (экономической, почтовой

и т. д.). Наряду с обычными красками для нанесения информации используются магнитные краски, позволяющие построить читающий автомат с устройствами восприятия знаков, отличающимися по принципу действия от воспринимающих органов человека.

Достигнуты также определенные успехи в разработке оптических устройств автоматического чтения достаточно широкого круга печатных документов. Работу читающего автомата можно представить в виде следующего укрупненного набора операций:

- 1) предъявление и осмотр изображения знака;
- 2) составление описания считываемого знака;
- 3) сравнение полученного описания с эталонными описаниями;
- 4) оценка результатов сравнения по определенным критериям и принятие решения относительно считываемого знака;
- 5) выработка кодового сигнала, отображающего принятое решение (считанный знак).

Осмотр заключается в том, что некоторая совокупность датчиков (фотоэлектрических или магнитных) осуществляет анализ поля изображения знака, вырабатывая соответствующие изображению электрические сигналы. Осмотр изображения может производиться как при неподвижном, так и при движущемся документе. Движение анализирующего элемента при этом может происходить либо по траектории, форма которой не зависит от свойств и характера изображения (осуществляется по заранее выбранной программе), либо по траектории, адаптирующейся к анализируемому изображению (примером может служить следящая развертка, при которой анализирующий элемент движется вдоль контура считываемого знака).

Составление описания сводится к формированию некоторого сигнала, однозначно описывающего считываемый знак. К описанию знаков предъявляются два основных требования: описания должны быть минимальными и инвариантными к некоторым преобразованиям изображения. Чем короче описание, тем проще конструкция и надежнее работа автоматического устройства. Второе требование устанавливает независимость описания от размеров знака, поворотов, сдвигов и т. п. Для описания изображений используются два основных способа: геометрический и топологический. При известном характере развертки сигнал, получаемый при развертке знака, является описанием. Топологическое описание представляет собой список определенных топологических признаков знака. Элементами описания являются контуры различной связности и узлы различной кратности, а также характеристики взаимных связей между элементами изображения. При построении технических устройств используются элементы топологического и геометрического описаний.

Опознавание заключается в сравнении полученного при анализе изображения знака описания с эталонными описаниями, хранящимися в памяти читающего автомата, и принятии решения относительно считываемого знака. При цифровом описании изображения и эталонов операция опознавания сводится к сравнению полученного кода с кодами эталонов. В качестве результата опознавания выдается значение того эталона, описание которого наиболее близко к описанию считываемого

знака. Степень близости описаний оценивается путем расчета взаимных коэффициентов корреляции, расстояния по Хеммингу и т. д.

В соответствии с результатом сравнения описаний на одном из выходовчитающего автомата появляется сигнал, отображающий считываемый знак (возможно также появление соответствующей кодовой комбинации на общем выходе автомата).

Устройства считывания стилизованных шрифтов

Существующие в настоящее время стилизованные шрифты можно разделить на две группы: для оптического и магнитного считывания. Наибольшее распространение получили такие шрифты: CZ-13, СМС-7, OCR-A (рис. 161). Для стилизованных шрифтов характерно кодирование знака с помощью элементов, входящих в этот знак. Обычно информация о знаке содержится только в вертикальных элементах его конструкции (шрифты CZ-13, СМС-7 и т. д.). Горизонтальные, наклонные и криволинейные элементы автоматом не используются и служат лишь для облегчения восприятия записей человеком. Шрифт CZ-13 содержит 10 знаков (цифр), шрифт OCR-A — четырнадцать знаков, из которых десять — цифры, шрифт СМС-7 состоит из 26 букв, 10 цифр и 5 служебных символов. Первые два шрифта предназначены для оптического считывания; шрифт СМС-7 — для магнитного считывания. Рассмотрим принцип кодирования знаков в шрифте СМС-7. Для представления знаков используются семь вертикальных штрихов одинаковой ширины и разной длины. Ширина штрихов $0,15 \pm 0,04$ мм, длина не менее 0,8 мм. Высота знаков 3,17 мм, ширина 2,36 мм. Штрихи отделяются друг от друга шестью интервалами: широкими ($0,5 \pm 0,02$ мм) и узкими ($0,3 \pm 0,02$ мм). Внутренний код знака образуется чередованием штрихов и интервалов. Кодирование цифр и дополнительных символов производится при использовании двух широких и четырех узких интервалов, а букв — с помощью трех широких и трех узких интервалов. Если обозначить широкие интервалы единицами, а узкие нулями, то шрифт можно представить как шестизарядный двоичный код с двумя значащими разрядами для цифр и документальных символов и с тремя значащими разрядами для букв. Например, цифрам в кодах СМС-7 соответствуют следующие кодовые комбинации: 0 — 001100, 1 — 100010, 2 — 011000, 3 — 101000, 4 — 100100, 5 — 000110, 6 — 001010, 7 — 110000, 8 — 010010, 9 — 010100.

Аналогично производится кодирование знаков и шрифтов для оптического считывания. В шрифте CZ-13 все знаки строятся на так называемой конструкционной сетке,

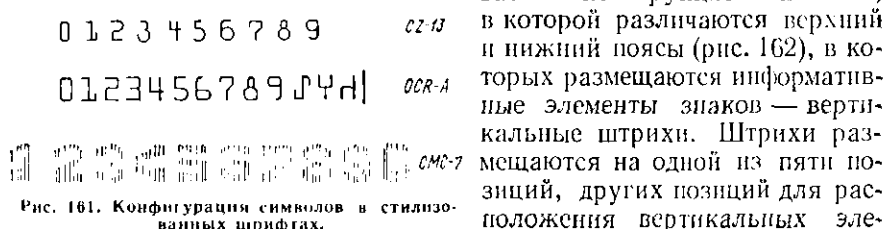


Рис. 161. Конфигурация символов в стилизованных шрифтах.

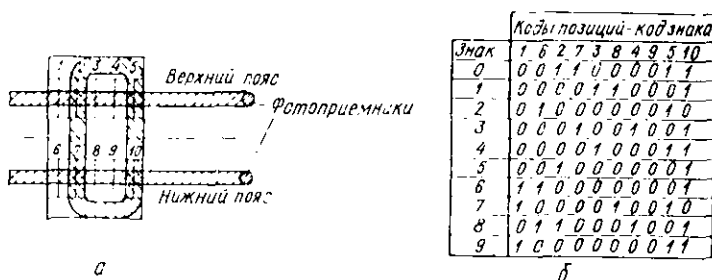


Рис. 162. К принципу считывания символов шрифта CZ — 13: а — размещение элементов в конструктивной сетке; б — коды цифр.

ментов нет. Если наличие вертикального штриха рассматривать как 1, то знак можно описать двумя пятиразрядными кодовыми комбинациями, соответствующими верхнему и нижнему поясу, или одной десятиразрядной комбинацией. Коды цифр приведены на рис. 162.

Таким образом, считывание и распознавание стилизованных знаков сводится к восприятию знака с помощью чувствительных элементов (оптических или магнитных), усилению и формированию электрических сигналов и их дешифрации.

Принцип оптического считывания шрифта CZ—13 представлен на рис. 163. При перемещении знаков с постоянной скоростью мимо блока считывания, в состав которого входит линейка фотодиодов ФД, световой поток, попадающий на фотодиоды, изменяется в зависимости от того, какой участок знака находится на линии установки фотодиодов. При нахождении вертикального длинного штриха затемняются фотодиоды верхней и нижней части фотодиодной линейки. Короткие штрихи затемняют либо верхнюю, либо нижнюю часть. Сигналы фотодиодов усиливаются усилителями У и подаются на пятиразрядные сдвиговые регистры Р через схемы выделения черно-белых границ СВ. Импульсы тактового генератора ГТ сдвигают информацию, записанную в регистрах, в результате чего через 5 тактов в регистры окажется записанная информация, соответствующая кодам верхнего и нижнего пояса конструктивной сетки. Коды подаются на схему сравнения кодов ССК, на вторые входы которой подаются эталонные коды. В результате сравнения на одной из кодовых шин формируется выходной сигнал. Аналогичный принцип использован при построении устройства считывания шрифта OCR—А [41].

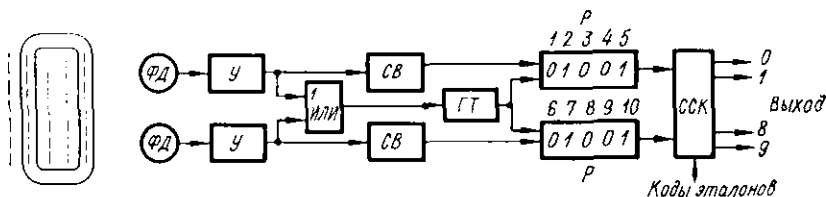


Рис. 163. Структурная схема устройства оптического считывания знаков шрифта CZ — 13.

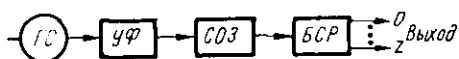


Рис. 164. Структурная схема устройства считывания знаков шрифта СМС-7.

Считывание стилизованных письменных знаков, записанных с помощью магнитных красок и чернил, производится при движении документа мимо маг-

нитной головки считывания, высота рабочего зазора которой равна высоте знака. Выходное напряжение головки будет зависеть от вида считываемого знака, поскольку каждый знак имеет свою собственную, лишь для него характерную форму сигнала. Полученный сигнал сравнивается с эталонным, в результате чего происходит опознавание.

Схема устройства, предназначенного для считывания шрифта СМС—7, приведена на рис. 164. Со считывающей головки (ГС) сигналы поступают на вход усилителя-формирователя (УФ), на выходе которого образуется последовательность из семи импульсов, нормализованных по амплитуде. Интервалы между импульсами определяются взаимным расположением штрихов в считываемых знаках. Фактически сформированный сигнал является нормализованным описанием считываемого знака.

С выхода усилителя-формирователя сигнал поступает на схему опознавания знаков (СОЗ), в которой производится отыскание широких интервалов и определение их положения внутри каждого знака. Производится также подсчет числа штрихов, содержащихся в каждом знаке.

С выхода СОЗ сигналы подаются в блок статических регистров (БСР), где происходит сравнение сигналов СОЗ с эталонными. В результате сравнения формируются выходные сигналы считывающего устройства, отображающие опознанные знаки в системе кодирования, принятой в ЭВМ, применяемой для дальнейшей обработки печатного текста.

Устройства считывания стилизованных шрифтов обладают высоким быстродействием, обеспечивая считывание до 3000 знаков в секунду для устройств с магнитным считыванием информации. Быстродействие оптических читающих устройств несколько ниже [41].

В настоящее время разработаны также образцы устройств для считывания и опознавания печатных и машинописных знаков. Естественно, что считывание знаков, нанесенных произвольным шрифтом или написанных от руки, является более сложной задачей, чем считывание стилизованных шрифтов. Поэтому число надежно работающих автоматов такого типа в настоящее время невелико. Известные считывающие устройства могут быть разбиты на две группы: устройства, в которых для хранения наборов эталонов используются оптические маски — трафареты, и устройства, в которых для хранения набора эталонов применяются их электрические модели.

В устройствах первого типа изображение опознаваемого знака проектируется непосредственно на эталонные маски — трафареты. Опознавание производится путем оценки выходных сигналов фотоприемников, устанавливаемых на пути светового потока, прошедшего через эталон.

В устройствах второго типа для опознавания знаков используются

методы электрического сравнения перекрытием (эталона и знака) и методы сравнения по признакам, в основе которых лежит анализ распределения черно-белых участков поля изображения или взаимных связей между отдельными элементами изображения считываемого знака и эталона.

Например, в читающем автомате ЧАРС, разработанном в Институте кибернетики АН УССР, определяются величины коэффициентов корреляции знака с эталонами при различных положениях изображения знака относительно эталона. Принятие решения производится по максимуму коэффициента корреляции.

Отечественный читающий автомат «Рута-701», предназначенный для считывания печатного текста, рукописных знаков и графических отметок, обеспечивает обработку до 12 документов в минуту при скорости чтения 200 знаков в секунду и формате документов 200×120 мм.

Хотя в печати появляются сообщения о разработке читающих автоматов для печатного, машиннописного и рукописного текста, обладающих высокой достоверностью опознавания и высокой надежностью, в целом проблему считывания произвольных печатных знаков нельзя считать решенной. Очевидно, потребуется еще значительный объем экспериментальных исследований, а также ряд организационных мероприятий по унификации шрифтов и документов, прежде чем универсальные читающие устройства войдут в комплект внешних устройств ЭВМ наравне с устройствами считывания данных с перфокарт, магнитных лент и т. д.

Устройства считывания информации с перфолент и перфокарт

Для считывания данных с перфоносителя могут быть использованы различные контактные и бесконтактные методы. Однако наибольшее распространение получили электроконтактный и фотоэлектрический способы считывания. При наличии отверстий в носителе контактные элементы (щупы, иглы, щетки) проникают в них и замыкают электрическую цепь (цепи), вызывая появление в соответствующих цепях электрических сигналов. Надежность электроконтактного метода считывания очень велика, однако его скоростные возможности ограничены инерционностью механических контактов.

Фотоэлектрический способ обеспечивает значительно большее быстродействие, поскольку при этом способе считывания чувствительные элементы неподвижны. Сущность метода состоит в том, что носитель освещается светом от источника, размещенного с одной стороны носителя, а с другой стороны располагаются фотоприемники (фотодиоды, фототранзисторы), регистрирующие световой поток, прошедший через носитель. Количество фотоприемников определяется числом возможных отверстий на линии считывания.

При наличии пробивки происходит засветка фотоприемника, на его выходе появляется сигнал. Этот сигнал в дальнейшем усиливается и используется для образования соответствующих кодовых комбинаций на выходе считывающего устройства.

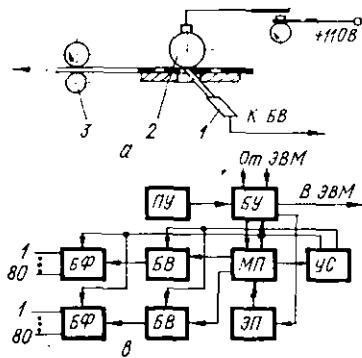


Рис. 165. Устройство считывания с перфокарт.

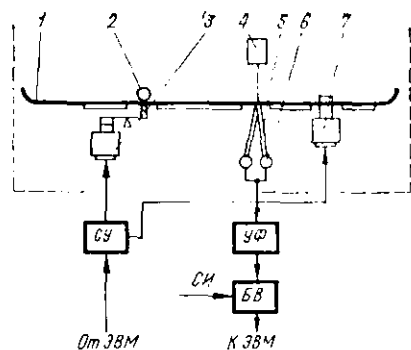


Рис. 166. Схема устройства считывания с перфолент.

Электроконтактные считывающие устройства в основном используются для считывания данных с перфокарт, тогда как фотосчитывающие устройства служат для считывания информации с перфолент.

В настоящее время для ввода информации с перфокарт широко используются устройства: ВУ-700-2, ЕС-6012, ЕС-6013, ЕС-6014, обеспечивающие считывание от 500 до 1000 перфокарт в минуту. В них используются электронноконтактный метод считывания. Схема типового чувствительного элемента приведена на рис. 165, а, а структурная схема устройства ВУ-700-2 — на рис. 165, б. В устройстве имеется два блока считывания, работающих последовательно со сдвигом на 1 карточный цикл (16 позиций), что обеспечивает двукратное считывание информации за один проход перфокарты и дает возможность оценить правильность считывания. Оценка правильности производится на ЭВМ. Каждый из блоков считывания состоит из блоков щеток 1 и контактных валиков 2, установленных на направляющих планках. Блок щеток состоит из 80 плоских проволочных щеток, закрепленных винтовыми щеткодержателями в изоляционной колодке с пазами. Щетки располагаются в ряд с шагом, равным шагу пробивок в перфокарте. Каждая щетка электрически связана с соответствующим каналом блока формирования импульсов через коммутационную панель. На контактном валике имеется карточный контакт, который замыкается при прохождении карты. Транспортировка карты осуществляется транспортными роликами 3. В случае смятия карты карточный контакт размыкается и выдает сигнал остановки подачи карт.

В состав устройства входят следующие основные блоки: механизм подачи и перемещения перфокарт (МП) с блоками восприятия (БВ), блок формирования выходных информационных сигналов (БФ), блок управления (БУ) с панелью управления (ПУ), устройство синхронизации и электропривод (ЭП). В процессе работы из ЭВМ поступают сигналы управления (пуск, останов, стоп подачи перфокарт и т. п.), а в ЭВМ подаются синхросигналы и сигналы информации по всем 80 каналам. Движение перфокарты происходит широкой стороной вперед. Устройство ВУ-700-2 входит в состав комплекта внешних устройств

ЭВМ второго поколения, устройства ЕС-6012, ЕС-6013, ЕС-6016 предназначены для работы с ЭВМ единой системы.

Для считывания данных с перфолент используются фотоэлектрические считывающие устройства, обеспечивающие скорость считывания до 1000—1500 строк в секунду (например, ФСМ-3, ФС-1500, ЕС-6022). Принцип действия быстродействующего фотосчитывающего устройства приведен на рис. 166, где показаны основные узлы устройства и его связи с ЭВМ. Перфолента освещается светом от источника 4, воспринимающими элементами являются фототранзисторы 6, световой поток к которым подводится с помощью световодов 5. Движение ленты 1 производится ведущим роликом 2. Управление движением осуществляется с помощью механизма сцепления 3 и механизма торможения 7. В исходном состоянии ленты освещена, возбужден тормозной механизм, а сцепление выключено. Считываемый с перфоленты знак поступает с выходов фотоприемников на усилитель — формирователь (УФ), а по приходу строб-импульса (СИ) через блок вентиля (БВ) передается в ЭВМ. Затем по сигналу из ЭВМ, поступающему на схему управления движением (СУ), освобождается тормоз и включается механизм сцепления. Лента передвигается на следующую позицию. При этом освещается фототранзистор, установленный против отверстий транспортной (синхронизирующей) дорожки. Выходной сигнал фототранзистора выключает сцепление и включает тормозной механизм. Происходит считывание следующего знака. При работе устройства со скоростью до 500 знаков в секунду лента останавливается на каждом знаке. Знаки после остановки ленты будут располагаться на линии считывания, совпадающей с центрами световодов. При скорости свыше 500 зн/сек лента не останавливается на каждом шаге, а лишь получает некоторое замедление из-за инерционности систем сцепления и торможения. Считывание знака производится в движении в моменты замедления движения ленты. Тем не менее движение ленты остается управляемым и при остановке ее пропуска знака не происходит. Использование световодов позволяет уменьшить потери светового потока в узле считывания и повысить надежность считывания за счет повышения отношения сигнала к шуму на выходе фотоприемников.

Устройства считывания с перфоленты, также как и устройства считывания с перфокарт, входят в состав комплекта внешних устройств большинства современных ЭВМ, поскольку ввод с перфолент и перфокарт является самым распространенным видом ввода данных в ЭВМ. Устройства ввода ЕС-6012, ЕС-6013, ЕС-6016, ЕС-6022 подключаются к мультиплексному или селекторному каналам и могут работать как в мультиплексном, так и монопольном режимах.

Устройства считывания цифровой информации с магнитных лент

Считывание информации с магнитных лент осуществляется с помощью магнитных головок, мимо которых движется магнитная лента с записью. Обычно считывание информации производится теми же головками, что и запись, или идентичными. При движении магнитной ленты

э. д. с. $e(t)$, наводимая в головке воспроизведения, определится скоростью изменения магнитного потока Φ :

$$e(t) = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega V \frac{d\Phi}{dl}, \quad (IV-10)$$

где ω — число витков обмотки головки; $V = \frac{dl}{dt}$ — скорость движения ленты относительно головки.

Таким образом, выходной сигнал головки воспроизведения определяется распределением остаточной намагниченности носителя в направлении считывания, переходными характеристиками системы лента — головка воспроизведения, числом витков обмотки головки и скоростью движения носителя.

Принимая во внимание, что выходной сигнал головки воспроизведения является входным для тракта последующей обработки и связан с магнитным потоком соотношением (IV-10), рассмотрим схемы трактов считывания магнитной записи, выполненной наиболее широко используемыми способами НВН — 1 и фазовым. Структурная схема тракта воспроизведения записи, выполненной способом НВН — 1, и временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 167, а, б.

При движении ленты с записью, представляющей собой комбинацию нулей и единиц (рис. 167, б), на выходе магнитной головки воспроизведения ГВ образуется сигнал U_1 , представляющий собой последовательность импульсов положительной и отрицательной полярности, возникающих в моменты скачкообразного изменения состояния носителя (при записи единиц).

Сигнал U_1 усиливается усилителем — формирователем и преобразуется в последовательность однополярных импульсов U_2 , которая подается на вход триггера Шмидта T_2 , формирующего из сигнала U_2 импульсы стандартной амплитуды и длительности U_3 . Эти импульсы запускают одновибратор (ОВ), вырабатывающий импульсы U_4 , управляющие прохождением тактовых импульсов U_5 от генератора ГН через схемы И1 и И2 на соответствующие выходы тракта воспроизведения. Тактовые импульсы поступают от ГН в конце такта формирования выходных символов и при наличии сигнала на выходе T_2 проходят на единичный выход тракта: формируется сигнал U_7 , поскольку на вход схемы И2 поступит разрешающий сигнал с выхода одновибратора. При отсутствии разрешающего сигнала на выходе ОВ тактовые импульсы будут проходить на нулевой выход через схему И1, связанную с ОВ через инвертор. В этом случае будет формироваться сигнал U_6 .

Если длительность импульса одновибратора выбрана несколько меньшей, чем длительность такта воспроизведения, как это показано на рис. 167, б, то на выходе тракта будет формироваться последовательность единиц и нулей в соответствии с записанной информацией. В заключение отметим, что тактовые импульсы часто формируются из сигналов, записанных на магнитной ленте, что позволяет несколько уменьшить влияние нестабильности скорости движения ленты на надежность считывания.

Считывание магнитной записи, выполненной фазовым методом, может быть осуществлено с помощью устройства, схема которого при-

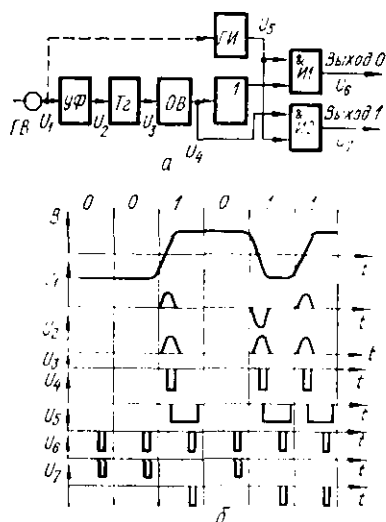


Рис. 167. К считыванию записи, выполненной методом ИВН-1.

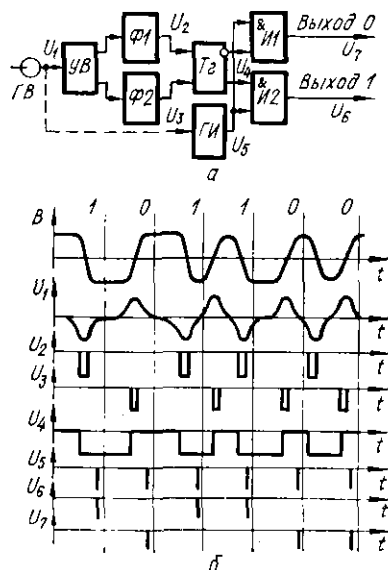


Рис. 168. К считыванию записи, выполненной фазовым методом: а — структурная схема тракта записи; б — временные диаграммы.

ведена на рис. 168, а. При воспроизведении записи, состоящей из единиц и нулей, в головке ГВ возникает сигнал U_1 (см. рис. 168, б), представляющий собой последовательность разнополярных импульсов. В усилителе воспроизведения УВ осуществляется усиление сигнала и разделение импульсов отрицательной и положительной полярности, которые подаются на входы формирователей Ф1 и Ф2. На выходах формирователей образуются последовательности импульсов стандартной амплитуды и длительности U_2 и U_3 . Эти последовательности подаются на единичный и нулевой вход триггера Т2, который в исходном состоянии находится в состоянии «0» (цепи установки исходного состояния не показаны). Импульсы U_2 , соответствующие выбросам напряжения U_1 отрицательной полярности, устанавливают Т2 в состояние «1», импульсы U_3 — в состояние «0». Выходные сигналы триггера управляют прохождением через схемы И1 и И2 тактовых импульсов U_5 , формируемых генератором ГИ либо из сигналов, записанных на ленте, либо в процессе автономной работы. Сигнал с прямого входа Т2 U_4 поступает на схему И2, на выходе которой образуется последовательность импульсов U_6 , соответствующих единицам записанного кода. На выход схемы И1, связанной с инверсным выходом Т2, проходят импульсы U_7 , отображающие нули записанного кода. Как и в предыдущей схеме, тактовые импульсы поступают в конце такта воспроизведения.

Считывание данных, записанных с применением других известных способов записи, осуществляется с помощью подобных схем, выделяющих импульсы, соответствующие скачкообразному изменению

носителя, и формирующих импульсные последовательности, отображающие зарегистрированные данные.

В составе аппаратов цифровой магнитной записи наряду с механизмом транспортировки и перемотки ленты всегда имеются блоки записи и воспроизведения. С помощью блоков записи осуществляется регистрация данных. Блоки воспроизведения обеспечивают считывание и контроль данных в процессе записи, поиск требуемой зоны записи или необходимого блока данных с контролем правильности записанной и считанной информации. Цифровые накопители на магнитной ленте (табл. 30) подключаются посредством устройств управления к ЭВМ через селекторный или мультиплексный каналы.

Контрольные вопросы и примеры

1. Перечислить известные типы носителей информации. Что такое мерность носителя?
2. Как определяется информационная емкость носителя?
3. Определить информационную емкость мишени запоминающей электронно-лучевой трубки, если размеры мишени 50×50 мм, число разрешаемых градаций потенциального рельефа равно 7, а разрешаемая способность по горизонтали и вертикали одинакова — 3 элемента на мм.
4. Определить количество информации, которое может быть записано на магнитной ленте длиной 1 м при плотности записи 32 имп/мм и количестве дорожек, равном 9. Используется метод записи по двум уровням.
5. Привести примеры плоских и линейных носителей.
6. Назвать способы представления многомерной информации на носителях, мерность которых меньше мерности информации.
7. Привести примеры способов регистрации, при которых: на носитель наносится слой вещества; снимается слой вещества; изменяется физическое состояние носителя.
8. Назвать основные характеристики способов регистрации.
9. Перечислить известные способы графической регистрации.
10. Сравнить по разрешающей способности известные способы регистрации дискретной информации.
11. Какие факторы ограничивают плотность записи информации на магнитную ленту?
12. Назвать преимущества и недостатки регистрации информации с помощью электронного луча.
13. Какие носители используются при регистрации информации электронным лучом?
14. Пояснить принцип регистрации информации электронным лучом на диэлектрической мишени. Как осуществляется считывание зарегистрированной информации?
15. Пояснить принцип работы графического регистратора с непрерывной записью; с точечной записью.
16. Пояснить принцип работы светолучевого осциллографа.
17. Пояснить принцип работы двухкоординатного регистратора компенсационного типа.
18. Назвать области применения двухкоординатных регистраторов с шаговым приводом.
19. Пояснить различие между устройствами статической и динамической печати. Чем ограничивается быстродействие таких устройств?
20. Как осуществляется выбор символов в устройствах динамической печати?
21. Пояснить принцип работы знаковитизирующих печатающих устройств. Как осуществляется формирование и хранение знаков?
22. Пояснить расположение информации на перфолентах и перфокартах. Как осуществляется кодирование символов?
23. Как осуществляется подключение перфорирующих и печатающих устройств к современному ЭВМ?

24. Пояснить принцип магнитной записи непрерывных сигналов с высокочастотным подмагничиванием. Как выбирается частота подмагничивания?
25. Назвать преимущества и недостатки непосредственного способа записи.
26. Пояснить принцип импульсной записи по трем уровням.
27. Пояснить принцип цифровой магнитной записи по двум уровням. Привести схемы тракта записи.
28. В чем сущность фазового метода магнитной записи? Каковы его преимущества?
29. Как располагается записываемая информация на магнитной ленте?
30. Что такое старт-стоппинг режим регистрации?
31. Для каких целей применяются устройства считывания информации с документов регистрации? Назвать известные устройства.
32. Перечислить основные операции, выполняемые в процессе считывания графиков.
33. Нарисовать структурную схему преобразователя графиков и пояснить назначение отдельных блоков.
34. Для каких целей разрабатываются стилизованные шрифты? Каковы их особенности?
35. Как осуществляется распознавание знаков стилизованных шрифтов? Привести примеры.
36. Пояснить принцип работы устройства оптического считывания стилизованного шрифта.
37. Пояснить принцип работы устройства фотоэлектрического считывания данных с перфоленты.
38. Привести схемы и пояснить принцип работы устройств считывания цифровой информации с магнитных лент при различных способах записи.
39. От каких факторов зависит величина сигнала в головке воспроизведения?
40. Сравнить по быстродействию известные устройства считывания информации с документов регистрации.

Глава V

УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Индикаторные устройства используются в системах управления, контроля, измерения. До недавнего времени их использование ограничивалось лишь функциями сигнализации и оповещения операторов о состоянии элементов системы. При решении различных задач при ограниченном времени на принятие решения и ограниченных возможностях оператора как устройства обработки информации в условиях быстро изменяющейся обстановки возникла задача такого представления данных оператору, при котором он бы мог быстро и обоснованно оценить состояние объекта или системы, принять решение относительно наиболее эффективного воздействия на объект и проконтролировать результаты выполнения принятого решения.

Для обеспечения высокой эффективности действий, устройства отображения информации должны воспроизводить информацию, наиболее существенную с точки зрения конкретных функций оператора в системе, в количествах, соответствующих реальным возможностям человека по ее переработке, и форме, максимально облегчающей восприятие и расшифровку ее человеком.

Если учесть разнообразие задач и объектов управления и контроля, их информационных описаний, необходимость представления оператору (или руководителю) как текущих, так и итоговых данных, индивидуальные особенности операторов, то станет ясно, что разработка эффективного устройства отображения является достаточно трудной задачей.

Характер деятельности человека-оператора в автоматизированных системах, характеристики оператора как приемника визуальной информации изучены мало. Это затрудняет решение задачи оптимального согласования источника информации и приемника (оператора). В настоящее время вопросы совместной работы человека и автоматических устройств — предмет изучения новой науки — инженерной психологии [42]. Разработка и проектирование современных систем отображения проводится с учетом результатов, полученных этой наукой.

1. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ

С появлением информационных и управляющих ЭВМ многие функции управления и контроля, которые ранее выполнялись человеком, возложены на автоматические устройства. Тем не менее, несмотря на многообразие и сложность этих функций роль человека в управлении сложными автоматизированными системами велика.

В зависимости от степени автоматизации и характера решаемых задач функции человека могут быть различными. В одних системах человек выступает в роли регулирующего звена, в других — основной функцией человека является контроль работы автоматизированной системы, выявление неисправностей, предупреждение аварий (даже путем принятия на себя функций управления).

Деятельность человека-оператора можно разделить на три этапа [43]: 1) ознакомление с обстановкой; 2) решение задачи и принятие решения; 3) выдача команды в соответствии с принятым решением. Каждая из этих операций выполняется во времени, и в целом время от момента поступления информации до выдачи команды будет представлять собой сумму трех составляющих. Две последние составляющие характеризуют процесс умственной деятельности человека при обработке поступающей информации, их величины зависят от характера задачи, опыта оператора и других факторов, многие из которых являются индивидуальными и изучены слабо. Первая составляющая, определяемая временем восприятия информации, во многом зависит от характеристик устройств, предъявляющих информацию оператору, — устройств отображения. Хотя время восприятия информации и зависит от ряда индивидуальных показателей, таких как подготовленность и тренированность оператора, его состояние и т. п., тем не менее можно указать параметры устройств отображения, определяющих это время.

Информация может быть воспринята оператором в том случае, если она преобразована в физическую форму (сигнал), воспринимаемую органами чувств человека. Наиболее широкими возможностями, по сравнению с другими органами приема информации, обладает зрительный анализатор человека. Слуховой анализатор отличается меньшей разрешающей способностью.

В связи с этим средства отображения информации, обеспечивающие представление человеку информации ЭВМ, проектируются применительно к зрительному анализатору, т. е. являются устройствами визуального представления информации человеку. Звуковые сигналы

используются редко, в основном в качестве предупреждающих об опасности, аварии и т. п.

Время восприятия во многом зависит от представляемого изображения и его параметров: места представления данных в поле зрения оператора; яркости, контрастности и геометрических характеристик изображения; уровня помех; количества информации в изображении и способа ее представления (способа кодирования). Отметим, что использование мер количества информации, предложенных Шенноном (гл. I), в данном случае недостаточно, поскольку эти меры не учитывают ценности поступающей информации для оператора, что затрудняет их непосредственное применение. Для оценки пропускной способности человека как элемента автоматизированной системы целесообразно использовать также семантические меры.

Процесс наблюдения за отображаемой информационной моделью системы складывается у оператора из ряда последовательных действий по различению и опознаванию символов, воспроизводимых устройством отображения. Начальной ступенью этого процесса является ощущение, возникающее при взаимодействии зрительного анализатора с воспроизводимыми символами. Возможность ощущения зависит от чувствительности анализатора. Ощущение может возникнуть лишь тогда, когда символы, воспроизводимые устройством отображения, обладают необходимыми яркостью, контрастностью, геометрическими характеристиками, обеспечивающими их восприятие визуальным анализатором человека. При этом изображение будет наблюдаться оператором. Следующей ступенью является выделение из множества наблюдаемых сигналов тех, которые необходимы для решения стоящих перед ним в данный момент задач (при изменении характера задачи могут изменяться и требуемые оператору для ее решения элементы отображаемой информации). Выделение сигналов осуществляется оператором на основании их геометрических и физических характеристик. Из обнаруженных сигналов оператор выделяет наиболее информативные характеристики, при выделении которых могут возникнуть ошибки восприятия вследствие сходства различных элементов, быстрого темпа смены информации, действия помех.

В дальнейшем оператор перерабатывает полученную информацию по заданному алгоритму. Это может быть сравнение принятых сигналов с эталонами, регистрация, выработка решения и т. д. Нетрудно заметить, что эффективность последующих этапов во многом зависит от успешных действий оператора на этапе начального восприятия информации. При недостаточной или неправильной исходной информации все его действия впоследствии могут оказаться бессмысленными с позиций достижения поставленной цели.

Критериями оценки деятельности оператора служат точность восприятия и скорость реакции на поступающую информацию. Экспериментально установлено, что зависимость времени восприятия $t_{\text{восп}}$ от количества поступающей информации такая [43]:

$$t_{\text{восп}} = a + b \log n, \quad (V-1)$$

где n — число альтернативных выборов.

Входящие в выражение (V-1) коэффициенты a и b определяются экспериментально. Выражение (V-1) обладает свойством аддитивности по отношению к числу поступающих сигналов.

Эксперименты, в процессе которых определена зависимость (V-1), не учитывали таких человеческих факторов, как значительность сигнала, степень ожидания сигнала оператором, степень тренированности оператора, степень зрительной различимости предъявляемых объектов и ряд других. В связи с этим (V-1) имеет оценочный характер.

Экспериментальные зависимости вида (V-1) позволяют оценить объем информации, безошибочно воспринимаемой оператором, и определить тот предел, выше которого увеличение объема поступающей информации нецелесообразно.

Скорость решения оператором любой задачи, связанной с предварительным зрительным восприятием информации, зависит от ее содержания. Именно содержание задачи определяет действия оператора и время, в течение которого они могут быть выполнены.

Правильность принимаемых решений зависит от способности человека проникнуть в суть задачи и осмыслить ее. Для обеспечения оптимальных условий работы оператора устройства отображения должны представлять информацию в таком виде, чтобы наиболее важные и сложные события, протекающие в системе, основные соотношения между различными параметрами управляемых объектов и процессов воспринимались без затруднений, четко и правильно. Важную роль в обеспечении этого требования играет правильный выбор способов кодирования визуальной информации. Отношение знака к обозначаемому объекту или явлению должно быть устойчивым (повторяющимся).

Другим важным фактором обеспечения эффективности работы оператора является также представление ему возможности выбора любой части из предоставляемой ему информации, оперативного получения дополнительных данных в различной форме.

Отмеченные особенности работы оператора обуславливают ряд требований к параметрам изображений и во многом определяют структуру устройств отображения информации.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ

Классификация устройств отображения информации может быть проведена на основании физических принципов, используемых для отображения информации, характера представляемой информации, способа использования устройства отображения.

По методу использования устройства отображения подразделяют на устройства индивидуального и коллективного пользования.

По времени обновления информации различают устройства отображения, работающие в реальном масштабе времени или с задержкой.

По физическим принципам, используемым для отображения, различают устройства проекционного типа, электронно-лучевые устройства, устройства с формированием изображения на промежуточном носителе, панельные устройства.

По характеру отображаемой информации выделяют цифро-буквенные, знаковые и цифро-буквенные, графические, мнемонические и телевизионные устройства отображения.

Независимо от места в классификации устройства отображения должны обеспечивать выполнение требований инженерной психологии, надежно работать в заданном диапазоне внешних условий и иметь приемлемые габаритно-весовые характеристики.

Устройства индивидуального пользования (пульты) используются одновременно одним или двумя операторами, отличаются сравнительно малыми размерами рабочего поля устройства отображения. Устройства коллективного пользования рассчитаны на одновременное пользование более чем двумя операторами. Во многих случаях устройства коллективного пользования отличаются большими размерами экрана, на котором представляется информация. Вместе с тем разница между этими двумя типами устройств состоит не только в этом. Обычно уровень задач, решаемых с помощью устройства коллективного пользования, выше, чем уровень задач, решаемых с помощью индивидуальных пультов. Устройства коллективного пользования обычно имеют более развитое математическое обеспечение и большие функциональные возможности. Они могут обеспечить отображение новейших обобщенных сводок и любой другой информации, которая необходима для анализа проблем, возникающих в процессе управления, проведения эксперимента и т. п. В таких устройствах возможно представление информации в любой желаемой форме, имеется также возможность внесения изменений и дополнений к существующей информации.

Устройства индивидуального пользования обычно обеспечивают эффективное выполнение оператором или должностным лицом определенного круга задач. Для этого на экране пульта индивидуального пользования отображается информация, необходимая для выполнения стоящей перед ним задачи.

Отметим преимущества устройств коллективного и индивидуального пользования, которые в ряде применений могут оказаться решающими в пользу того или иного устройства [44, 46].

Преимущества устройств коллективного пользования. 1. Экономичность и эффективность устройства при использовании большой группой операторов одинаковой информации.

2. Возможность координированных действий группы операторов и эффективного обмена мнениями между ними.

3. Возможность приобретения необученными операторами опыта работы с устройствами отображения коллективного пользования.

4. Меньшие потребности в оборудовании, запасных частях, выходных каналах вычислительных устройств. Проще обслуживание (по сравнению с совокупностью индивидуальных пультов).

5. Более эффективное использование площади рабочих помещений.

6. Более эффективное и оперативное использование обслуживающего технического персонала.

7. Избыточность в числе наблюдателей обеспечивает оперативную надежность.

8. Возможность доступа большого числа наблюдателей к значительным объемам информации.

Преимущества устройств индивидуального пользования. 1. Возможность отображения информации в точном соответствии с требованиями индивидуального потребителя, что в ряде случаев оказывается невозможным при использовании устройств коллективного пользования, состав информации на экране которого не является оптимальным ни для одного из наблюдателей.

2. Возможность изменения отображаемой информации без риска нарушить работу других операторов.

3. Обеспечение более эффективной связи между человеком и ЭВМ.

4. Возможность аппаратного резервирования путем использования идентичных пультов.

5. Возможность реализации большего числа вариантов размещения операторов и аппаратуры, чем при использовании устройств коллективного пользования.

6. Возможность воспроизведения на всех пультах идентичной информации.

7. Возможность детального изучения изображения с близкого расстояния.

В зависимости от характера решаемой задачи возможны два режима работы устройства отображения: режим непрерывного отображения динамической работы системы в реальном масштабе времени и режим дискретного отображения (через заданные интервалы времени). Во втором случае информация представляется оператору с задержкой. Применение устройств отображения информации с задержкой позволяет в ряде случаев упростить аппаратуру по сравнению с устройствами, работающими в реальном масштабе времени. Допустимость задержки в отображаемой информации зависит от скорости протекания процессов в наблюдаемой системе, а величина задержки определяется в каждом случае отдельно. Следует отметить, что термин «реальный масштаб времени» является условным, поскольку все элементы вносят задержку при отображении информации. Например, время формирования зрительного ощущения человеком составляет примерно 15 мкс [43], что позволяет допустить задержку в отображении информации на 15—20 мс. По-видимому, условием работы в реальном масштабе времени следует считать случай, когда задержка в отображении по величине меньше времени формирования зрительного ощущения. Иногда под режимом реального масштаба времени понимают такую работу устройства отображения, при которой время задержки не превышает времени осмысливания оператором полученной информации.

Физические принципы, используемые при построении устройств отображения, разнообразны. В системах отображения используются оптические, электронно-лучевые, газоразрядные, электролюминесцентные, квантовые и многие другие приборы. Характеристики некоторых из них будут рассмотрены ниже. В настоящее время широко используются проекционные, панельные и электронно-лучевые устройства.

Проекционные устройства используются для отображения информации на больших экранах устройств коллективного пользования.

Преимуществом проекционных устройств является возможность отображения на одном экране разнообразных данных с выделением основной информации; недостатком — низкая скорость обновления информации.

Устройства отображения на ЭЛТ отличаются высоким быстродействием, высокой разрешающей способностью, возможностью отображения информации в цвете и рядом других положительных качеств. ЭЛТ широко используются при построении индивидуальных пультов.

Основными характеристиками устройств отображения информации являются:

1. *Быстродействие*, которое характеризуется скоростью обновления отображаемой информации и периодичностью смены отображаемых данных, временем выборки отображаемых данных и максимальной частотой поступления запросов на отображение информации.

2. *Объем отображаемой информации*. Этот параметр оценивается общим объемом одновременно отображаемых данных, размером поля изображения устройства, числом отдельных устройств индикации, количеством операторов, одновременно работающих с устройством.

3. *Способ отображения информации*, характеризуемый методом кодирования информации, применяемой символикой, форматами представления информации.

4. *Параметры изображения*, которые определяются яркостью, контрастностью, разрешающей способностью, наличием и степенью искажений, точностью воспроизведения, наличием или отсутствием мерцания.

5. *Способ связи с ЭВМ*. Помимо приведенных общих параметров отдельные группы устройств и отдельные устройства могут характеризоваться и другими показателями, конкретизирующими и уточняющими основные параметры.

3. ЗРИТЕЛЬНЫЕ ФАКТОРЫ И ИХ УЧЕТ ПРИ РАЗРАБОТКЕ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Яркость изображения на экране — один из важнейших показателей, определяющих качество работы устройств отображения информации: недостаточная яркость изображения вызывает чрезмерное напряжение зрения оператора, снижает чувствительность зрения, большая яркость увеличивает чувствительность глаза к мельканиям изображения, подчеркивает дефекты изображения. Поэтому целесообразно устанавливать такую яркость изображения, при которой обеспечивалось бы надежное восприятие изображения без побочных явлений, обусловленных чрезмерной яркостью.

Глаз может различать шкалу яркостей в 6–8 порядков, однако не может одновременно воспринять весь диапазон яркости, а различает лишь отдельные участки указанного диапазона. Число различаемых глазом градаций яркости зависит от средней яркости рассматриваемого изображения. С яркостью связано понятие контраста. Контраст характеризует различие в яркости между фоном и наблюдаемым объектом

и определяет видимость знаков изображения. Яркостный контраст K определяется с помощью следующих выражений:

$$K = \frac{B_{\Phi} - B_0}{B_{\Phi}}, \quad (V-2)$$

$$K = \frac{B_0 - B_{\Phi}}{B_0}, \quad (V-3)$$

где B_{Φ} — яркость фона, B_0 — яркость объекта. Формула (V-2) используется в случае прямого контраста ($B_{\Phi} > B_0$), а (V-3) — в случае обратного контраста. При измерении в процентах величина K изменяется в пределах 0...100%. При этом $K \leq 20\%$ рассматривается как малый контраст, $K \leq 50\%$ — как средний контраст и $K > 50\%$ — как высокий контраст.

В работе [47] указывается, что острота зрения возрастает при увеличении освещенности экрана (в случае прямого контраста) до 70 — 170 лк, а для обратного контраста при яркости знаков до 30 нит. Таким образом, можно отметить два способа улучшения условий зрительной работы оператора (в определенных пределах): увеличение освещенности и увеличение контраста. Отмечается также [46], что недостаточность контраста или яркости можно компенсировать увеличением угловых размеров отображаемых объектов или знаков. Рекомендуемые значения контраста находятся в пределах 65—90%. При значениях $K < 60\%$ воспринимать знаки трудно, требуется большое зрительное напряжение, при этом увеличивается время считывания знаков и число ошибок. Чем меньше размер знака, тем выше должен быть контраст (до 85—95%).

При работе в условиях обратного контраста достаточной является освещенность в помещениях порядка 1—2 лк. Во многих системах отображения оператор помимо наблюдения за экраном должен выполнять также и другие функции (делать записи, читать документы и т. п.), поэтому освещенность в помещении должна обеспечивать выполнение всего комплекса работ оператора. Для предотвращения перенапряжения зрения оператора на устройстве отображения поддерживается средний уровень яркости, близкий к уровню окружающей засветки. Если время предъявления знака меньше времени, в течение которого ощущение достигает своего максимального значения, то для его восприятия необходимо резко увеличивать яркость и контрастность изображения.

В тех случаях, когда изменение яркости знака используется для кодирования или привлечения внимания оператора, можно использовать две или три градации яркости (нулевую, нормальную и повышенную). Увеличение числа используемых градаций нецелесообразно [44].

При недостаточно высокой частоте смены кадров изображение может выглядеть мелькающим. *Мелькание* — вредное явление, его необходимо учитывать при проектировании устройств отображения и стремиться свести к минимуму. Заметность мельканий возрастает с увеличением яркости изображения. Практически мелькания становятся незаметными при используемых значениях яркости, если частота смены кадров (частота мельканий) равняется 25—30 Гц.

Раздражающее действие мельканий на оператора часто используют для привлечения его внимания в тех случаях, когда необходимо немедленное реагирование. При этом частота мельканий изображения или его фрагментов выбирается порядка 2—8 Гц.

Кодирование визуальной информации. Скорость восприятия информации оператором во многом зависит от принятых способов кодирования и возможностей устройств отображения по реализации принятых методов. Обычными средствами кодирования визуальной информации при ее отображении являются системы знаков (кодирование формой), их размеры и ориентация, число однотипных элементов, расположение, цвет, тип линии; иногда используются мелькания и изменение яркости. Выбирают способ кодирования с учетом различимости соседних значений кода, легкости визуального декодирования (интерпретации кода), эффективности использования площади экрана, простоты технической реализации, возможностей наращивания системы и т. п. Совершенно необходимым является учет условий работы оператора при принятой системе кодирования (утомляемость, раздражение и т. д.). Возможные способы кодирования и число реализуемых символов (градаций) кода при использовании того или иного способа приведены в табл. 31.

При выборе системы кодирования необходимо учитывать не только вопросы обнаружения, выделения, восприятия и идентификации отдельных символов. Существенным является обеспечение представления данных оператору в виде целостной картины, облегчающей восприятие реальной системы в целом и повышающей скорость приема информации за счет ассоциативного восприятия.

В результате эксплуатации ряда систем отображения информации выработаны некоторые рекомендации по выбору оптимального кода в зависимости от типа задачи. При необходимости обнаружения или определения места рекомендуется цветовое кодирование. При решении задачи опознания целесообразно кодирование условными символами. Для определения количественных характеристик следует использовать цифровое кодирование.

Число цветов, различаемых оператором без особых усилий, зависит от яркости объекта, контраста, размеров, выбранных цветовых тонов их чистоты и фона, окружающего объект. При яркости объекта выше

Таблица 31

Способ кодирования	Число реализуемых символов кода (примерное)
Цвет	11
Система знаков:	
Буквенно-цифровая с пунктуацией	45
Математическая	15
Абстрактная	8—16
Изобразительная	200—1000
Размер или длина	3
Ориентация	12—16
Число однородных элементов	5
Расположение (позиционное кодирование)	4—9
Глубина	3—4
Тип линии	4
Толщина линии	3
Штриховка	4
Частота вспышек (мельканий)	3
Яркость (по серой шкале)	3



Рис. 169. Конфигурации уверенно распознаваемых фигур.

3 пит и достаточно больших угловых размерах легко различают даже нетренированные операторы следующие цвета: красный, оранжево-красный, оранжевый, желтый, желто-зеленый, зеленый, синевато-зеленый, зеленовато-синий, синий, фиолетовый, белый.

При цветовом кодировании число символов кода может быть увеличено за счет введения нескольких градаций по насыщенности. Использовать несколько значений насыщенности целесообразно для подчеркивания отдельных элементов изображения, наблюдаемых на однородном цветовом фоне малой насыщенности.

Различимость цветов уменьшается при уменьшении угловых размеров объекта и уменьшении яркости; при малых размерах объекта и малых яркостях глаз вообще может не различать цвет. Не рекомендуется также использовать желтые цвета одновременно с белым при воспроизведении символов на темном фоне из-за трудности различения этих цветов в указанных условиях. Обычно число цветов, используемых при отображении информации, ограничивается тремя-четырьмя цветами (красный, синий, зеленый, белый), которые легко реализуются в системах с цветными ЭЛТ.

Система используемых знаков во многом определяет эффективность устройств отображения информации и удобство работы с ними. Знаковое представление информации предполагает создание определенных систем символов в виде геометрических форм, букв, цифр.

Выбор используемого алфавита символов является сложной задачей и в настоящее время однозначного решения пока не существует. К числу факторов, определяющих выбор алфавита, относятся: обеспечение максимальной пропускной способности оператора, полнота представления информации, сложность аппаратуры генерирования знаков и др.

В простейших системах использовался алфавит из 16 или 32 знаков, в настоящее время достаточным считается алфавит из 64 или 128 знаков. Алфавит разделяется на четыре класса [42]: буквы, цифры, специальные знаки и функциональные символы. В классе букв обычно от 32 до 60 букв, в классе цифр — 10 цифр, в классе специальных знаков — 10—15 знаков (знаки препинания, скобки, знаки математических действий и т. п.).

В классе функциональных символов порядка 50—80 специальных символов, изображений, геометрических фигур и т. п., несущих определенную смысловую нагрузку.

Совершенно очевидно, что расширение алфавита увеличивает функциональные возможности устройства отображения, однако это достигается ценой значительного усложнения знакогенерирующей аппаратуры. Выбор конкретных конфигураций символов производится с учетом характера реализуемых задач и целого ряда инженерно-психологических требований. Видимость и различимость знаков опреде-

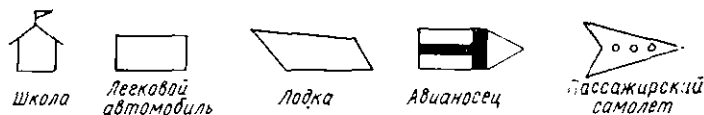


Рис. 170. Начертание некоторых типовых символов.

ляется их размерами, способом начертания, формой символа. Из числа геометрических фигур к наиболее уверенно распознаваемым относятся фигуры, отличающиеся наличием выступов, углов по отношению к центру, такие как треугольник, прямоугольник, квадрат, ромб (рис. 169). С помощью геометрических фигур в системах отображения представляются сложные объекты и события, в результате чего простой символ часто имеет большое мнемоническое или ассоциативное значение. На рис. 170 приведены некоторые типовые символы и их значения. Количество символов, используемых в устройствах отображения, выбирается таким, чтобы оператор мог быстро и свободно разобраться в обстановке и оценить возникающую ситуацию. Часто для этого используются специальные символы, начертание которых слабо связано с представляемыми объектами.

Скорость и точность опознания цифр и букв зависит от их формы, размеров. Существует ряд способов начертания цифр и букв, обеспечивающих, по мнению различных исследователей, их наилучшее узнавание. В ряде случаев эти начертания отличаются от обычно используемых [43]. Следует, однако, отметить, что в реальных устройствах этими начертаниями пользуются редко, предпочитая более привычные начертания. Из оптимальных начертаний в этом смысле наилучшим считается шрифт Макворта (рис. 171).

В настоящее время сформулированы рекомендации по выбору оптимальных размеров цифр, устанавливающие соотношения между высотой, шириной, толщиной линии контура. В качестве исходной величины выбирается высота цифры h , относительно которой определяются все остальные величины. Толщину линии контура рекомендуется брать для черных цифр $0,16 h$, для белых $0,1 h$. При большой освещенности толщина линии контура может быть доведена до $0,06 h$. Ширину цифр рекомендуется выбирать в пределах $(0,66—0,71) h$, а расстояние между знаками $(0,33—0,36) h$. Вопрос об оптимальности начертания букв изучен пока еще недостаточно, поэтому на первом этапе можно воспользоваться рекомендациями для цифр с учетом специфики начертания отдельных букв (например, 0, 1 или Ж, Ю).

Существенными являются не только абсолютные размеры букв и цифр, но и их угловые размеры (рис. 172), изменяющиеся при рассмотрении одних и тех же знаков с различного расстояния. Это особенно существенно в устройствах коллективного пользования, характеризующихся различным пространственным расположением операторов относительно экрана. Минимальный угловой размер определяется разрешающей способностью зрительного анализатора. Пороговое значение угла поля зрения для среднего глаза оценивается величиной порядка одной угло-

0123456789

Рис. 171. Шрифт Макворта.

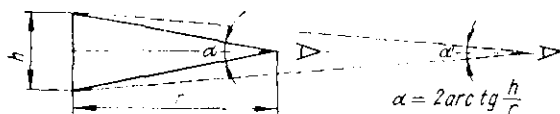


Рис. 172. К определению угловых размеров символов.

вой минуты. Следует отметить, что с уменьшением угловых размеров знаков возрастает время их опознания $T_{оп}$, уменьшающееся с ростом освещенности (рис. 173).

По данным исследований [42, 47], минимальные угловые размеры букв определяются величиной 4—5 угловых минут, контуров простых фигур — 9—12 мин. Однако для надежного различения знаков, быстрого и точного их считывания требуется обеспечить угловые размеры порядка 40 угловых минут. При угловых размерах знаков менее 20 минут работа оператора становится неэффективной.

Угловые размеры знака и экрана определяют объем информации, которую можно отобразить с помощью данного устройства. На рис. 174 приведена зависимость между числом отображаемых знаков M и отношением расстояния наблюдения r к высоте экрана индикатора H , полученная в предположении, что экран имеет квадратную форму, если: ширина знака $0,65 h$, расстояние между знаками $0,1 h$, междустрочное расстояние $0,5 h$. Эта зависимость аналитически дается формулой [43, 44] (для нормального зрения):

$$M = \left(\frac{r}{H}\right)^2 10^5. \quad (V-4)$$

Данная зависимость используется для оценки количества отображаемой информации при расстояниях наблюдения свыше 33 см, достаточной яркости и контрастности изображения.

Кодирование информации путем изменения размеров знаков используется для подчеркивания степени важности сообщения, срочности. При этом используется обычно не более трех-четырех типоразмеров,

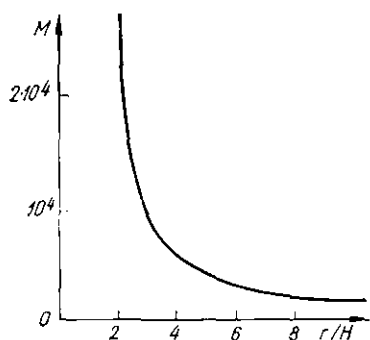


Рис. 174. График зависимости числа отображаемых знаков от условий наблюдения.

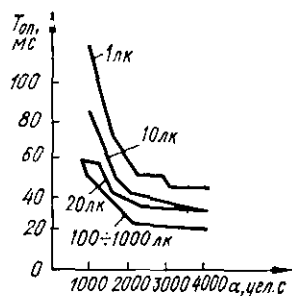


Рис. 173. Зависимость времени опознания знаков от угловых размеров.

так как увеличение числа размеров свыше этой величины приводит к усложнению устройства отображения без существенного повышения эффективности кодирования. (При больших размерах знаков возможно сокращение объема отображаемой на экране информации).

Для указания направления часто используется ориентация символов. Обычно изменение ориентации осуществляется дискретно, путем поворота на заранее определенный угол. Сравнительно просто реализуется указание восьми направлений (шаг ди-

скретности 45°), увеличивать число направлений свыше 16 нецелесообразно из-за усложнения аппаратуры генерирования символов и всего устройства отображения.

Использование других способов кодирования целесообразно при отображении определенных видов информации, таких как представление воздушной обстановки, карт погоды, схем расположения войск и т. п. В этих случаях эффективным оказывается использование криволинейных конфигураций, охватывающих определенные траектории, изображающих опасные зоны и т. д. Применение штриховки позволяет выделить определенные участки, повысить наглядность отображения.

4. СРЕДСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Газоразрядные индикаторы

В настоящее время для индикации букв и различных знаков выпускается большое количество газоразрядных цифровых приборов. Лампы обычно заполняются неоном и имеют один анод и несколько катодов. Катоды выполняются из проволоки, изогнутой в виде буквы или цифры. В знаковосинтезирующих лампах, где знаки состояются из отдельных элементов: отрезков прямых, сегментов — форма катодов определяется формой соответствующего элемента знака. Если напряжение, приложенное между анодом и одним из катодов, превысит напряжение зажигания, возникает тлеющий разряд, охватывающий всю поверхность катода. При этом становится видной соответствующая цифра или элемент знака. Наблюдение символа производится через стеклянный баллон (дно или боковые стенки).

В настоящее время выпускается широкий ассортимент ламп с различным напряжением питания и потреблением тока. Яркость газоразрядных индикаторных ламп составляет 30—50 нит. Преимуществом газоразрядных индикаторов является высокая надежность, малое потребление энергии, малые габариты, низкая стоимость. Индикаторные лампы новых конструкций имеют малое напряжение зажигания, позволяющее использовать их в транзисторных схемах. Разработаны лампы с увеличенным размером цифр. Недостатком ламп является расположение знаков в разных плоскостях, наличие ореола вокруг знаков, ограниченный срок службы. Благодаря простоте схем управления, малой стоимости газоразрядные индикаторные лампы широко применяются для индикации показаний цифровых приборов, отображения цифровой информации на пультах индивидуального и коллективного пользования.

Электролюминесцентные индикаторы

В электролюминесцентных индикаторах используется свечение, возникающее при возбуждении твердого тела переменным электрическим полем. Основным элементом всех электролюминесцентных индикаторных устройств является электролюминесцентная ячейка (рис. 175). Ячейка представляет собой плоский конденсатор с электролюминофором

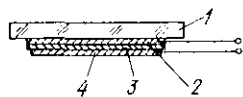


Рис. 175. Электролюминесцентная ячейка.

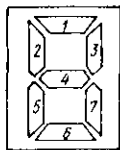


Рис. 176. Сегментный индикатор.

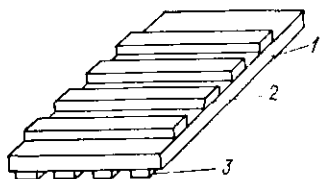


Рис. 177. Электролюминесцентный экран.

в качестве диэлектрика и одной прозрачной обкладкой. Прозрачный проводящий слой 2 (окись олова, окись кадмия) наносится, как правило, на стеклянную пластину 1 и служит обкладкой конденсатора. В качестве люминофора 3 используется порошкообразный сернистый цинк или селен в смеси с диэлектриком. Следующий слой представляет собой металлизированное непрозрачное покрытие 4, являющееся вторым электродом плоского конденсатора.

При подведении к обкладкам переменного напряжения люминофор начинает светиться, при увеличении питающего напряжения вплоть до пробивного яркость свечения люминофора возрастает. Яркость свечения также является функцией частоты питающего напряжения, увеличиваясь с ее ростом. Особенностью электролюминесцентных элементов является уменьшение яркости свечения в процессе работы (старение). Явление электролюминесценции используется при построении цифровых и знаковых индикаторов (в основном знаковосинтезирующего типа), устройств отображения экранного типа.

Электролюминесцентные буквенно-цифровые индикаторы состоят из отдельных элементов, изолированных друг от друга и сгруппированных в соответствии с используемым буквенно-цифровым алфавитом. Высвечивание происходит со стороны непрозрачного электрода при подведении возбуждающего напряжения к общему прозрачному электроду. Число сегментов зависит от требуемого набора знаков. При использовании семи сегментов могут быть отображены цифры от 0 до 9 (рис. 176). Увеличение числа сегментов позволяет отображать цифры и буквы в более удобной для чтения форме и обеспечивать опознавание знака при выходе из строя одного из сегментов. Увеличение числа сегментов, однако, повышает сложность системы управления индикатором.

Размеры индикаторов могут быть различными. Из отдельных индикаторов легко komponуются панели с практически любым набором знаков. Для выделения знака могут использоваться двухцветные люминофоры, изменяющие цвет свечения при изменении параметров источника возбуждения (например, частоты). Яркость электролюминесцентных индикаторов составляет 20—30 нит при контрасте 0,7—0,95. Величина питающего напряжения 200—400 В при частоте питающего напряжения 400—4000 Гц. Потребляемая мощность порядка 100 мВт. Размер знаков 10—40 мм. Срок службы индикаторов составляет 10^4 и более часов.

Преимуществами электролюминесцентных индикаторов являются малое потребление мощности при относительно высокой яркости

знаков, плоская конструкция, обеспечивающая удобство при компоновке панелей, высокая механическая прочность, большой срок службы. Недостатком является сложность схем управления, несколько необычное начертание символов, присущее знаковосинтезирующим индикаторам, небольшое число реализуемых цветов.

Широко применяется электролюминесценция при разработке мозаичных индикаторных экранов, в которых знаки формируются из отдельных точек. Такие экраны могут быть использованы в качестве обзорных или знаковых индикаторов. Подобные индикаторы отличаются большой рабочей площадью, высокой четкостью изображения, надежностью и экономичностью. Устройства отображения с электролюминесцентными экранами могут иметь оптическое или электрическое управление. Наиболее перспективными считаются экраны с электрическим управлением. Основой такого экрана является электролюминесцентный слой 1, заключенный между двумя взаимноперпендикулярными системами проводящих полосок 2 и 3 (рис. 177). Одна система полос (электродов) используется для выбора координаты x , другая — для выбора координаты y . С помощью логических и коммутирующих устройств можно выбрать любую точку в пределах экрана. Управление яркостью свечения производится путем изменения напряжения питания. Такая конструкция позволяет осуществить развертку изображения.

Для возбуждения отдельных ячеек экрана на полоски одной системы электродов подаются импульсы одной полярности, а на полоски другой системы — импульсы противоположной полярности. Ячейка светится только в момент совпадения импульсов (по месту и времени). Слабое свечение люминофора имеет также место и вдоль всей проводящей полосы, что снижает контраст изображения.

Повышение контраста может быть достигнуто применением электролюминесцентного усилителя изображения или путем введения в экран дополнительных элементов с пелицейной зависимостью сопротивления от приложенного напряжения. В точках, к которым приложено двойное напряжение, сопротивление дополнительных элементов резко падает, что приводит к повышению контраста изображения, так как соседние элементы подключены к источнику через большие сопротивления. Следует отметить, что в настоящее время получены результаты, свидетельствующие о возможности разработки электролюминесцентных экранов площадью в несколько квадратных метров.

Электронно-лучевые трубки в устройствах отображения информации

Электронно-лучевые трубки являются наиболее распространенным типом преобразователей электрических сигналов в видимое изображение, используемых в системах отображения информации. Не рассматривая принципы формирования электронного луча и способы управления им, отметим, что ЭЛТ обладают высоким быстродействием, обеспечивают достаточную яркость и контрастность, высокую разрешающую способность. Управление перемещением электронного луча может осуществляться как с помощью аналоговых, так и посредством цифровых

устройств. Символы отображаемой информации могут быть вычерчены электронным лучом, движущимся по соответствующей траектории, или синтезированы из отдельных элементов (например, точек) путем подсветки луча, разворачиваемого в растр. Существующие в настоящее время ЭЛТ позволяют строить системы отображения информации в цвете, позволяют совместить функции запоминающего и индикаторного устройства в одном приборе. Специальные ЭЛТ используются для формирования знаков и т. д.

Основными характеристиками ЭЛТ, представляющими интерес при разработке устройств отображения информации, являются яркость, контрастность, разрешающая способность, тип люминофора, возможность воспроизведения цвета, искажения отображаемых сигналов (символов).

Яркость, обеспечиваемая ЭЛТ, зависит от энергии электронов луча, бомбардирующих экран, и тока луча. Зависимость яркости B от энергии электронов U описывается выражением

$$B = kU^n, \quad (V-5)$$

где k — коэффициент пропорциональности; n — показатель степени, равный $1,5 \div 2$.

С ростом тока луча яркость возрастает почти линейно (при малых токах), а затем рост яркости замедляется и она достигает предельной величины, которая зависит от типа люминофора экрана ЭЛТ. Яркость может быть увеличена почти вдвое при нанесении на внутреннюю сторону трубки, обращенную к прожектору, тонкой пленки, отражающей в сторону наблюдателя большую часть светового потока, направленного внутрь трубки. Малая толщина пленки делает ее легко пропущиваемой для электронов луча без существенных потерь энергии.

Контрастность изображения на экране ЭЛТ определяется отношением максимальной и минимальной яркости поля изображения. Контрастность в ЭЛТ уменьшается за счет рассеяния света вследствие кривизны экрана, отражений от стенки колбы трубки. Главным фактором является рассеяние света, обусловленное полным внутренним отражением в стекле. При этом существенное значение приобретают подсветки, обусловленные внешними источниками освещения. Применением специальных светофильтров и технологических мероприятий удается обеспечить высокую контрастность изображения, достаточную для рассматривания изображения при дневном свете.

Разрешающая способность трубки в значительной мере определяет количество информации, которое может быть отображено на экране ЭЛТ. Этот параметр определяется размерами электронного луча трубки и во многом зависит от режима работы трубки (тока луча, потенциалов на электродах). В трубках, применяемых для целей отображения, диаметр пятна на экране может достигать 0,025 мм и даже меньше (до 0,0075 мм в трубках, выполняемых по специальному заказу). В среднем диаметр пятна в реальных устройствах составляет 0,05 мм, что позволяет реализовать растр с размерами 1024^2 элементов при площади экрана порядка 700 см².

Наиболее существенными характеристиками люминофоров (мате-

риалов, используемых для изготовления экранов), учитываемыми при разработке устройств отображения, являются: световая отдача экрана, цвет свечения и время послесвечения. Эти характеристики люминофора должны быть такими, чтобы обеспечивалась высокая яркость свечения экрана, стабильность характеристик экрана при длительном сроке службы, приемлемые цветовые характеристики, соответствующие области эффективного зрительного восприятия и регистрации. Послесвечение экрана должно быть достаточным для получения немелькающего изображения, но не настолько большим, чтобы это приводило к размазыванию меняющихся изображений. Как правило, простые люминофоры характеризуются одноцветным свечением и реализация цветовой гаммы возможна при использовании светофильтров. Однако с помощью трубок, предназначенных для цветного телевидения (масочный кинескоп), трубок типа хроматрон и ряда других с полосковым или мозаичным экраном можно реализовать системы отображения с использованием цветового кодирования. Интересны также трубки со слоистым экраном и регулируемой глубиной проникновения луча, в которых различные цвета получаются путем изменения энергии электронов, бомбардирующих экран, накопительные трубки Хьюджеса и др. [44].

При построении устройств отображения необходимо учитывать искажение раstra и расфокусировку луча ЭЛТ при отклонении. В электромагнитных системах отклонения, используемых в большинстве индикаторных устройств, расфокусировка вызывается неоднородностями поля, создаваемого отклоняющей системой. Расфокусировку уменьшают применением динамической коррекции, при которой в отклоняющую катушку вводится корректирующий ток, изменяющийся в зависимости от величины отклонения. Для улучшения фокусировки используются также корректоры астигматизма и ряд других устройств. Возникающие бочко- или подушкообразные искажения раstra обусловлены тем, что отклоняющий ток при заданном угле отклонения является синусоидальной, а величина отклонения — тангенциальной функцией угла. Для уменьшения такого рода искажений между отклоняющей системой и экраном вводится корректор. Все это приводит к тому, что отклоняющая система индикатора высокой точности является достаточно сложным устройством.

Электронно-лучевые трубки используются как в индивидуальных пультах, так и в устройствах отображения коллективного пользования. В первом случае информацию, выводимую на экран ЭЛТ, непосредственно наблюдает оператор. Во втором случае ЭЛТ используется для вывода информации, которая затем фиксируется на промежуточном носителе (фотопленке или другом) и методом проекции отображается на большом экране. В настоящее время ЭЛТ является основным узлом многих систем отображения информации.

Фильмопроекционные устройства

В фильмопроекционных устройствах отображение производится путем проектирования предварительно зафиксированной на каком-либо носителе информации на экран. Наиболее часто применяемым

промежуточным носителем является фото- или кинопленка. Однако эти материалы не исчерпываются возможные виды носителей, поскольку любой материал, оптическая плотность или отражающая способность которого изменяется под действием информационных сигналов, может быть использован в качестве промежуточного носителя. Такими носителями, например, могут быть термопластические пленки, оптикоматитные, фотохромные материалы.

Преимуществом проекционных систем является относительная простота и низкая стоимость получения изображений больших размеров как черно-белых, так и цветных. Следует отметить, что светотехнические характеристики фильмопроекционных систем на порядок выше характеристик телевизионных проекционных систем, что обусловило их большее распространение по сравнению с телевизионными. Фильмопроекционные системы работают в режиме, близком к режиму реального масштаба времени, т. е. задержка информации в такой системе невелика.

Запись информации на промежуточный носитель (светочувствительную пленку) обычно осуществляется с экрана ЭЛТ. После съемки и проявления кадра осуществляется его проекция на экран. Информация поступает на выход устройства отображения с задержкой на время обработки фильма (несколько секунд) и после этого не изменяется. Для отображения динамической информации необходимо постоянно обновлять изображение. Если скорость поступления новой информации не превышает скорость обработки фильма, то задержку можно считать приемлемой. Основной причиной задержки является необходимость химической обработки фильма. Фильмопроекционные системы с фоточувствительными материалами обладают высокой разрешающей способностью, так как разрешающая способность фотоматериалов превосходит разрешающую способность ЭЛТ (предельно достижимая разрешающая способность пленок используется очень редко). Получаемые изображения допускают длительное хранение и воспроизведение записанной информации, что также иногда является полезным. При использовании цветных фотоматериалов можно получать цветное изображение.

В состав фильмопроекционных устройств входит осветительная аппаратура, проекционная оптика, устройства транспортировки фильма, экраны, светофильтры и т. п. [46].

Проекционные устройства являются основным элементом индикаторов коллективного пользования. Они используются как для отображения оперативной информации, так и для создания фоновых изображений. Недостатком фильмопроекционных устройств является необходимость проявления и фиксирования, которые часто являются «мокрыми» процессами.

Светоклапанные устройства с масляной пленкой

Термин «световой клапан» подразумевает выполнение операции модуляции светового потока. Применительно к устройствам отображения этот термин обозначает класс устройств, в которых с помощью некоторого управляющего слоя, играющего роль активного оптического эле-

мента, электрическое изображение преобразуется в оптическое. Подводимые электрические сигналы изменяют оптические свойства управляющего слоя и тем самым изменяют светопропускание в системе, что позволяет с помощью соответствующих оптических систем формировать видимое изображение и проектировать его на экран. В качестве управляющего слоя во многих случаях используется специальная масляная пленка в сочетании со щелевой оптикой, а источником электрической энергии является электронный луч. Принцип работы щелевой оптической системы представлен на рис. 178. В состав оптической системы входят линза 1 и две стержневые маски 2, установленные в фокальных плоскостях линзы. Маски ориентированы друг относительно друга таким образом, что изображение стержней одной маски проектируется на щель между стержнями другой маски. При такой конфигурации системы лучи света, направленные от внешнего источника на оптическую систему, оказываются заблокированными стержневыми масками и в проекционную систему, состоящую из объектива 4 и экрана 5, не проходят. Если же на пути света между линзой и маской поместить объект, рассеивающий свет, например призму 3, то часть световых лучей вследствие преломления сможет пройти на экран.

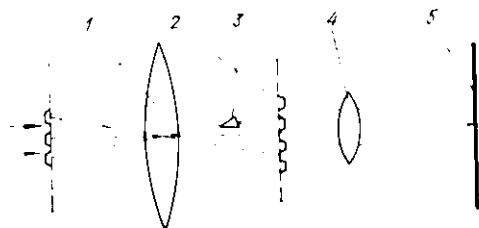


Рис. 178. К принципу работы щелевой оптической системы.

В устройствах с масляной пленкой рассеиватель света заменяется тонкой прозрачной масляной пленкой 3, на которую направляется электронный луч, создаваемый электронным прожектором 6 (рис. 179). Если масляный слой не бомбардируется электронами луча, то в слое не происходит никаких изменений и световые лучи блокированы стержневыми масками. Когда на участок управляющего масляного слоя падает поток электронов, возникающие электростатические силы вызывают деформацию слоя (рис. 180).

Деформированные участки масляного слоя играют роль преломляющих элементов, вызывающих рассеяние света. Изменение яркости получающегося оптического изображения производится изменением степени деформации слоя, которая регулируется путем модуляции луча. Обычно модуляция осуществляется путем воздействия на фокусировку

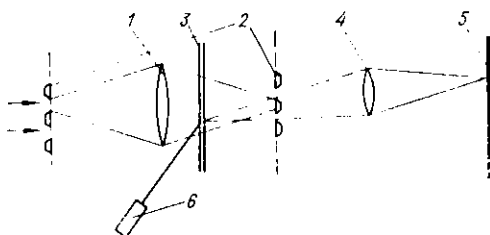


Рис. 179. Устройство отображения с масляной пленкой.

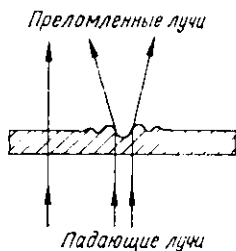


Рис. 180. Ход световых лучей в масляном слое.

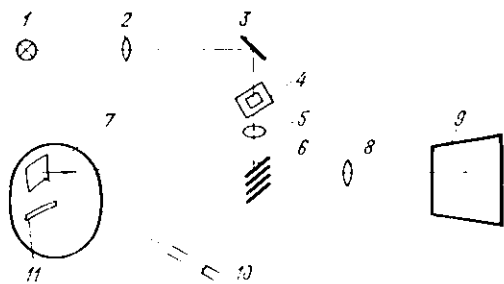


Рис. 181. Упрощенная схема проектора «Эйдофор».

электронного луча. При расфокусированном луче глубина деформации масляного слоя будет небольшой, с уменьшением диаметра луча глубина деформаций повышается, что приводит к увеличению яркости изображения на экране.

При реализации описанного способа возникает ряд проблем, связанных с необходимостью формирования электронного луча в объеме, содержащем масляный управляющий слой. Поскольку формирование луча производится в вакууме, масло, используемое в качестве управляющего слоя, должно обладать малой испаряемостью (низким давлением масляных паров). Необходимым требованием является обеспечение достаточной деформации масляной пленки под действием электронного луча, хорошая прозрачность пленки и малая инерционность создаваемого на пленке рельефа. Разработана светоклапанная система отображения информации, получившая название *Эйдофор*, удовлетворяющая перечисленным требованиям. Упрощенная схема проектора системы *Эйдофор* приведена на рис. 181. Работа системы основана на вышеописанном принципе, разница состоит лишь в том, что в ней используется отражательная оптика с одной стержневой маской. Свет от мощной дуговой лампы 1 через конденсор 2 и тепловой фильтр — зеркало 3 направляется на стержневую решетку 6 через кадровое окно 4 и объектив 5. Стержневая решетка отражает свет на участок поверхности сферического зеркала 7, покрытого масляной пленкой. Если слой масла не деформирован, свет, отраженный в сторону стержневой решетки, не проходит в проекционном объективе 8 и не попадает на экран 9. Происходит отражение света в сторону источника 1. Чтобы свет прошел в сторону экрана, нужно изменить угол отражения световых лучей от поверхности, покрытой масляным слоем. Это осуществляется воздействием электронного пучка, формируемого электронным прожектором 10, на масляный слой, в результате чего в слое возникают деформации под действием электростатических сил, поскольку наружная поверхность масляного слоя и металлизированная зеркальная поверхность образуют конденсатор. Сила притяжения, пропорциональная квадрату величины накопленного заряда, обусловит деформацию поверхностного слоя в точках, подвергшихся действию луча. Параметры масла таковы, что заряд в местах облучения стекает примерно за $1/60$ с, что составляет время смены кадра. Масло наносится на поверхность зеркала механическим насосом, толщина пленки около 0,1 мм, разглаживание масляной пленки производится специальными ножами 11. Масло в процессе работы постоянно обновляется. Зеркало с масляным слоем и электронный прожектор помещены в вакуумной камере, из которой непрерывно откачивается воздух. Размеры рабочего поля на зеркале в системе *Эйдофор* составляют 72×54 мм. Луч непрерывно

сканирует поверхность рабочего поля. При отсутствии информации луч расфокусирован и не создает деформаций масляной пленки. Управление фокусировкой (модуляция) производится четырьмя модуляционными стержнями. Проектор *Эйдофор* может создавать цветное изображение при общем источнике света. Для получения основных цветов используют цветоделительные зеркала или светофильтры, направляя к управляющему слою соответствующую составляющую излучения.

При использовании мощных источников света (до 2,5 кВт), дающих световой поток 10^6 люмен, в центре зеркала размерами 13,6 м² достигнута освещенность около 290 лк. Контрастность изображения выше 100; разрешающая способность — до 1000 телевизионных строк.

Для увеличения срока службы в системе используется вольфрамовый катод. В электронном прожекторе на турели установлено три катода, что позволяет быстро восстановить работоспособность системы при выходе катода из строя. Замена же самой турели занимает длительное время. В проекторах типа *Эйдофор* используются знаковые матрицы, позволяющие генерировать символы без использования специального знакогенератора (см. ниже метод генерирования символов с помощью трубки характрон). Различные модификации проектора *Эйдофор* в настоящее время выпускаются серийно и используются для оперативного отображения информации в автоматизированных системах различного назначения.

В качестве активного оптического элемента светоклапанных устройств отображения информации могут также использоваться монокристаллические сегнетоэлектрики, прозрачная сегнетокерамика, световые модуляторы на жидких кристаллах, металлические и специальные пленки.

Использование в качестве активного оптического элемента монокристаллических сегнетоэлектриков (чаще других применяются кристаллы дигидрофосфата калия KH_2PO_4 , называемого КДР, или KD_2PO_4 , называемого ДКДР) основано на явлении поворота плоскости поляризации светового потока или пучка под действием электрического поля, приложенного к кристаллу. Угол поворота плоскости поляризации пропорционален приложенному к кристаллу напряжению. С помощью двух скрещенных поляризаторов изменения угла поворота плоскости поляризации преобразуются в изменения интенсивности светового потока, создаваемого мощным источником внешней подсветки и проходящим через систему скрещенные поляризаторы — кристалл на экран. Активный оптический элемент представляет собой пластинку монокристалла, на поверхности которой создается потенциальный рельеф, адекватный отображаемому изображению. Формирование потенциального рельефа в современных системах отображения производится путем воздействия на монокристаллическую пластину электронного луча или светового потока. Принцип работы светоклапанного устройства отображения такого типа показан на рис. 182.

Пластина 7 из монокристалла КДР с нанесенным на нее прозрачным электродом 6 помещена в стеклянный баллон электронно-лучевой трубки, имеющей входное и выходное окна 8. Потенциальный рельеф на монокристаллической пластине создается с помощью электронного

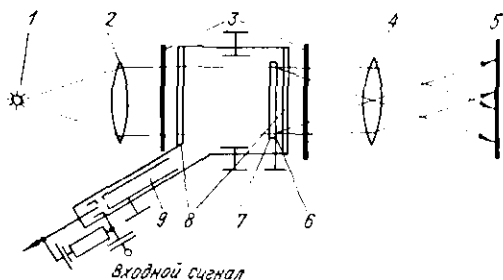


Рис. 182. К принципу работы светоклапанного устройства отображения на базе монокристалла КДР.

луча, формируемого электронным прожектором 9. Интенсивность луча модулируется видеосигналом, подаваемым на модулятор трубки, фокусировка луча и его перемещение по поверхности пластины осуществляется обычными методами (блоки фокусировки и отклонения на схеме не показаны). Таким образом, оптические свойства пласт-

тины в различных ее точках будут различными в зависимости от глубины потенциального рельефа.

Изображение на экране 5 образуется при прохождении светового потока от источника 1 через коллиматор 2, скрещенные поляризаторы 3, пластину 7, проекционный объектив 4.

Устройства на базе кристаллов КДР и ДКДР предназначены для отображения информации на большом экране, их рабочие характеристики зависят от конструктивных и электрических параметров кристаллов, электрического и теплового режима работы. Предпочтительным является режим с охлаждением монокристалла до температуры порядка -50°C , что осуществляется с помощью элементов Пельтье. В оптимальном рабочем режиме воспроизводимое изображение характеризуется контрастностью порядка 40:1 и удельным разрешением 20 пар линий на миллиметр. Использование мощных источников света дает возможность создавать изображения высокого качества на экране площадью 25 м².

Перспективными являются светоклапанные устройства отображения с жидкокристаллическими активными элементами. К жидким кристаллам относятся вещества, имеющие упорядоченную молекулярную структуру, однако силы взаимодействия между молекулами этих веществ очень слабы и даже незначительные возмущения способны нарушить состояние равновесия молекулярной структуры, вызывая при этом изменение физических свойств (прозрачности, светорассеяния и т. п.). К таким возмущениям относятся тепловое, химическое, механическое, электрическое воздействия.

Светоклапанные устройства такого типа (один из возможных вариантов) содержат тонкую пленку жидкого кристалла, помещенную между прозрачными для видимого излучения электродами, которые хорошо поглощают инфракрасное излучение. Воздействие на световой клапан и запись информации производится с помощью маломощного лазера инфракрасного диапазона. Поглощение лазерного излучения электродами вызывает локальный разогрев жидкого кристалла. При остывании нарушается упорядоченность кристаллической структуры, что сопровождается увеличением рассеяния света данной областью кристалла. При наблюдении в отраженном свете область, подвергнувшаяся воздействию лазерного луча, будет иметь большую яркость по сравнению с фоном. Изображение стирается перемещением электриче-

ским полем, которое переориентирует молекулы жидкого кристалла.

Светоклапанные жидкокристаллические устройства с управлением инфракрасным лазерным лучом позволяют одновременно с запоминанием просматривать изображения с контрастностью выше чем 10:1 и разрешающей способностью порядка 50 пар линий на мм. Недостатком устройств отображения на жидких кристаллах является их значительная инерционность и недолговечность.

Другие средства отображения информации

Разработка оптических квантовых генераторов (лазеров) позволила реализовать ряд новых способов отображения информации. Хотя в настоящее время имеются лишь экспериментальные образцы лазерных устройств отображения, применение лазеров для отображения информации считается перспективным. Главной проблемой, стоящей перед разработчиками лазерных устройств отображения, является проблема управления световым лучом. Известные в настоящее время методы отклонения светового луча не обеспечивают такой гибкости управления, как, например, методы управления электронным лучом. Механические способы отклонения луча с помощью качающихся и вращающихся зеркал и призм обладают большой инерционностью и используются сравнительно редко. Электрические способы, считающиеся наиболее перспективными, имеют малую чувствительность.

Разработка лазерных устройств отображения осуществляется по следующим направлениям: вычерчивание изображений лазерным лучом, использование луча лазера для управления электролюминесцентными запоминающими устройствами или для регистрации информации на промежуточном носителе (фотохромных или термопластичных пленках) [43, 44, 45]. В известных лазерных вычерчивающих устройствах лазерный луч используется в качестве инструмента, удаляющего металлизированное покрытие со стеклянного диапозитива. В месте действия лазерного луча создаются прозрачные участки, образующие контур символа. Полученный диапозитив используется в качестве промежуточного фильма в проекционной системе. Отклонение лазерного луча осуществляется с помощью электрооптических устройств.

Оптимизированные устройства отображения используют свойство некоторых тонкопленочных материалов изменять отражающую способность под действием магнитного поля. При освещении пленки потоком поляризованного белого света намагниченные участки будут отражать свет, создавая видимое изображение. Устройства такого типа могут обеспечить высокую яркость, контраст и большую скорость записи при малой потребляемой мощности.

Перспективными элементами для систем отображения считаются электролюминесцентные диоды, из которых могут быть составлены точечные матрицы или даже панели отображения информации. Свечение происходит при низких напряжениях, что дает возможность широко использовать интегральные схемы для управления индикацией. В настоящее время в ряде стран серийно выпускаются цифровые

Характеристики некоторых типов устройств отображения информации [43 ÷ 47]

Метод воспроизведения информации	Размер экрана, м	Качественные показатели			Время обновления данных, с	Возможность создания цветного изображения	Примечание
		яркость, кд/м ²	контрастность, отн. ед.	разрешающая способность			
Обычные ЭЛТ	1 × 1	120	40 : 1		0,033 с Реальный масштаб времени	С помощью цветных трубок	Основной метод отображения в устройствах индивидуального пользования
Проекционные ЭЛТ	$\frac{3 \times 3}{1,8 \times 2,4}$	$\frac{13-17}{45}$	25 : 1	800 строк	Реальный масштаб времени	—	Используются в устройствах коллективного пользования
Промежуточный фильм	$\frac{4 \times 4}{1,8 \times 2,4}$	$\frac{75}{75}$	40 : 1	1700 пар строк	20—40	С помощью светочувствительных и большого числа проекторов	Устройства отображения коллективного пользования. Широко распространены
Фотохромные материалы. Запись с использованием ЭЛТ	4 × 4	60		1000 линий на мм	Менее 1	С помощью фильтров или различных фотохромных материалов	Требуется оптическая проекционная система. Имеются опытные образцы

Мастопленочные тип на «Эйдофор»	1,9 × 2,5 до 11,8 × × 15,5	429 11	30 : 1	500—600 строк	Реальный масштаб времени	С помощью филь- ров	Используется развертка теле- визионного типа. Требу- ется непрерывное поддержа- ние вакуума. Имеются рабочие образцы
Светоклапанные на базе монокристаллов КДР и ДКДР	до 25 м²	—	40 : 1	1500 строк	То же	С помощью цветоде- лительных зеркал	Имеются рабочие образцы. Требуется проекционная система
Светоклапанные на жидких кристаллах	—	—	10 : 1	50 пар ли- ний на мм	Низкая ско- рость пере- ключения	—	Имеются промышленные образцы знаковых индика- торов. В основном индика- торы индивидуального пользования
Электролюминесцент- ные	1,8 × 2,4	—	100 : 1	—	Реальный масштаб времени	Использование лю- минофоров с различ- ным свечением	Имеются опытные образцы плоская конструкция, пря- мое видение
Термопластинные (светоклапанные)	6 × 6 и более	60	от 12 : 1 до 250 : 1	1500 строк	То же	С помощью филь- ров, дублирование аппаратуры	Нужна проекционная аппа- ратура. В стадии разработки

индикаторы с электролюминесцентными диодами, с успехом заменяющие газоразрядные индикаторы.

Перспективными устройствами отображения являются плазменные устройства, состоящие из газоразрядных бистабильных элементов [43—47]. Сравнительные характеристики устройств отображения информации приведены в табл. 32.

5. ГЕНЕРИРОВАНИЕ СИМВОЛОВ В УСТРОЙСТВАХ ОТОБРАЖЕНИЯ

Под генерированием символа обычно понимают преобразование сигнала, описывающего символ, в его изображение на экране (табло) устройства отображения. Рассмотрим процесс отображения символов в устройствах на ЭЛТ, поскольку он во многом типичен и для других устройств отображения. Информация, поступающая от источника, содержит данные о виде символа и его месте на экране устройства отображения. Данные о положении символа преобразуются в соответствующие отклоняющие напряжения, под действием которых луч отклоняется в нужную точку экрана. Затем на основании информации о характере знака вырабатываются сигналы, отклоняющие луч в пределах определенного участка и управляющие его интенсивностью таким образом, что на экране формируется изображение необходимого знака. В панельных устройствах отображения на основании поступающих данных также определяется место знака и его конфигурация, вырабатываются сигналы высвечивания знака или отдельных элементов, формирующих знак. Выработка соответствующих сигналов производится дешифраторами, входящими в схему управления.

Генератор символов для ЭЛТ (знакогенератор) состоит из следующих основных блоков: блока управления, блока выбора символа, блока памяти. Структура блока управления зависит от вида используемых символов. На вход блока управления поступают коды адреса и символа. Под их воздействием в блоке управления вырабатываются сигналы, управляющие работой всех элементов знакогенератора. В соответствии с информацией о виде отображаемого символа в блоке выборки формируются сигналы управления памятью генератора символов. Они вырабатываются дешифратором на основании кода символа, записываемого в приемный регистр знакогенератора. Память генератора символов используется для хранения описания символа. В зависимости от сложности символов и их качества объем требуемой памяти может быть различным.

В зависимости от способа управления электронным лучом при формировании изображения известные методы генерирования символов могут быть разбиты на три основные группы: растровые (телевизионные) методы, методы вычерчивания и знакопечатающие методы.

К первой группе относятся методы формирования знаков, при которых луч ЭЛТ в процессе формирования знака разворачивается в малоформатный растр, размеры которого определяются размерами формируемого знака, или в полноформатный растр. Начертание символа производится путем модуляции интенсивности электронного луча в необходимых точках растра.

При использовании метода вычерчивания начертание символов осуществляется электронным лучом, движущимся по контуру воспроизводимого символа под действием отклоняющих напряжений специальной формы и подсвечиваемого в нужных участках траектории движения.

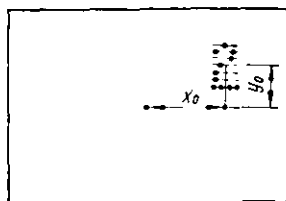


Рис. 183. Точечный растр.

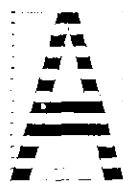


Рис. 184. Штриховой растр.

К третьей группе относят устройства, в которых используются специальные знакочечатающие электронно-лучевые трубки (типа характрон). В таких трубках на пути луча устанавливается трафарет с набором необходимых символов, в результате чего след луча на экране трубки имеет вид выбранного символа.

В устройствах отображения, использующих телевизионный метод генерирования символов, в месте воспроизведения создаются малоформатные телевизионные растры прямоугольной и другой формы, как это показано на рис. 183; возможно также использование части полного растра. Воспроизведение знаков осуществляется в процессе развертки растра, которая производится одновременно с опросом запоминающего устройства, в котором хранится описание символа. В ряде случаев ЗУ представляет собой матрицу, аналогичную по принципу действия матрицам знаковосинтезирующих печатающих устройств (рис. 146). В момент совпадения положения луча с положением линий контура символа в пределах растра на соответствующей строке считывания матрицы формируется сигнал, осуществляющий подсвет электронного луча на экране (аналогом подсвета является сигнал управления электромагнитом печати, рис. 146). Синхронно с перемещением луча на экране в пределах растра осуществляется опрос ячеек (сердечников) ЗУ, что обеспечивает выдачу сигналов подсвета в точном соответствии с формой отображаемого знака.

В качестве ЗУ для хранения описаний знаков используются матрицы на ферритовых сердечниках, магнитные барабаны и т. д.

Изображение знака может быть создано подсветом горизонтальных штрихов различной длины, что обеспечит линейную структуру символов (рис. 184), в отличие от описанной ранее точечной структуры. Качество воспроизводимого знака зависит от количества составляющих его элементов. Число элементов, необходимое для четкого и уверенного различения знака, определяет размеры растра. Наиболее часто для воспроизведения точечных знаков используется матрица 5×7 . При растровом методе символы можно повернуть на требуемый угол путем суммирования и коммутации пилообразных напряжений строчной и кадровой развертки. Недостатками телевизионного метода формирования знаков считается сложность схемного решения знакогенератора и малое быстродействие.

Основными преимуществами телевизионного метода являются возможность трансляции изображений на многие экраны, возможность

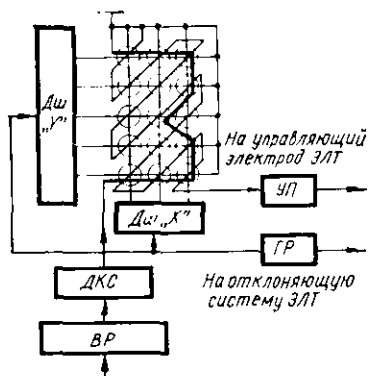


Рис. 185. Знакогенератор с ферритовой матрицей.

наблюдения изображений в условиях внешней засветки, возможность цветовой индикации.

Принцип действия знакагенератора с ферритовой матрицей может быть рассмотрен с использованием рис. 185, где приведена структурная схема знакагенератора с матрицей 3×5 . Вид знака определяется характером прошивок матрицы шиной знака. Выбор знака из алфавита осуществляется с помощью дешифратора кода символа ДКС, подключающегося к той или иной шине. Сердечники матрицы прошиваются также вертикальными и горизонтальными шинами по строкам и

столбцам. Кроме того, все сердечники прошиты общей шиной, на которой формируются импульсы подсвета. При выборе символа перемагничиваются сердечники, через которые проходит шина данного знака.

В процессе формирования знака во время движения луча по первой строке растра происходит опрос сердечников первой строки матрицы, при движении луча по второй — опрос сердечников второй строки матрицы и т. д. Движение луча и опрос сердечников синхронизированы, так что за период строчной развертки вырабатывается один импульс опроса строки длительностью $T_{стр}$ и n импульсов опроса столбцов (n — число столбцов). Опрос производится импульсами, амплитуда которых равна половине тока перемагничивания сердечника (импульсами полутoka). В результате этого происходит перемагничивание сердечников данной строки, связанных с шиной знака, сердечники других строк из-за недостаточности тока перемагничиваться не будут. Возникающие при перемагничивании импульсы образуют на общей шине сигналы подсвета. При последовательном опросе всех строк матрицы будет сформировано точечное изображение знака.

В схеме, приведенной на рис. 185, формирование импульсов опроса производится дешифраторами $ДшХ$ и $ДшУ$, растр формируется генератором развертки (ГР), импульсы подсвета — усилителем подсвета (УП), код знака выбирается из входного регистра (ВР).

Быстродействие знакагенератора определяется временем перемагничивания сердечника. В среднем на перемагничивание одного сердечника требуется 1 мкс. С учетом времени, необходимого для записи знака, длительности переходных процессов, интервалов между импульсами опроса, среднее время генерирования одного знака составляет 50—150 мкс. Быстродействие может быть повышено за счет уменьшения количества сердечников, но это приведет к ухудшению качества воспроизведенных символов. Для повышения быстродействия используются также одновременный опрос всех сердечников строки. Образующийся при таком считывании параллельный код затем преобразуется в последовательный.

Знакогенераторы, использующие метод вычерчивания, отличаются

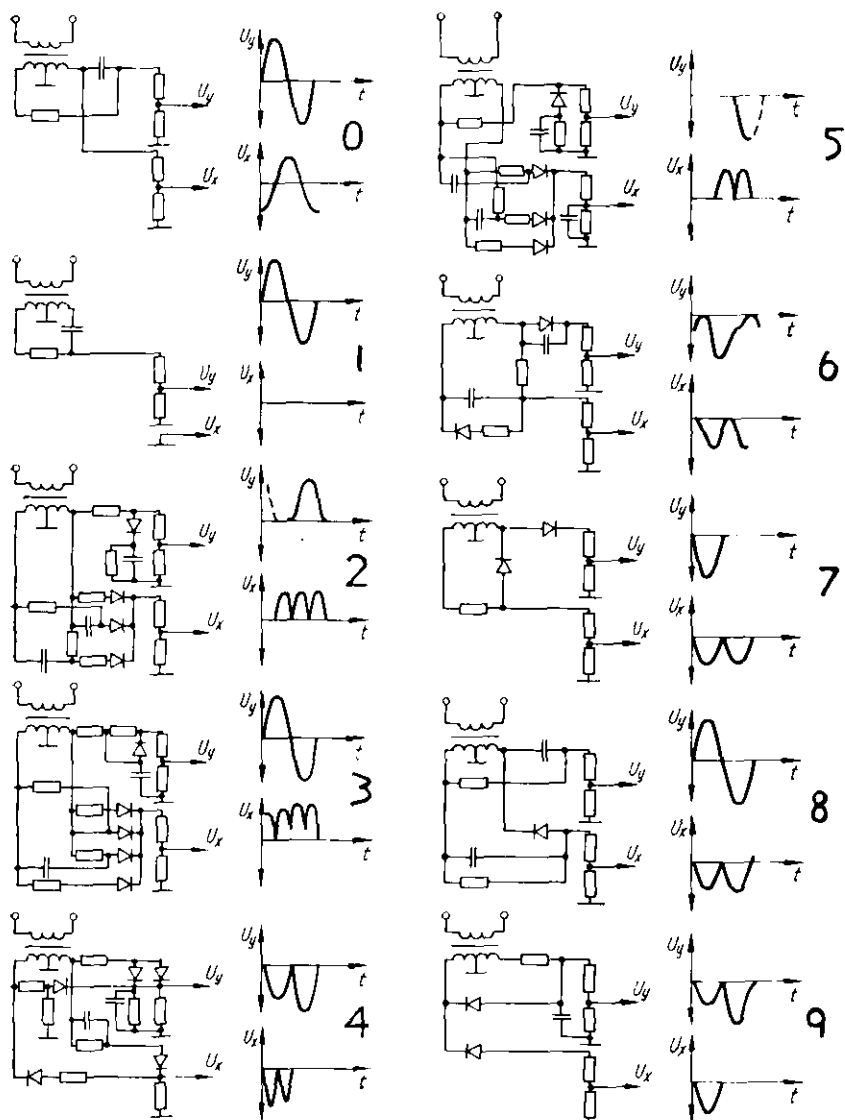


Рис. 186. Изображения символов, генерируемых методом фигур Лиссажу и схемы их формирования.

сравнительной простотой схемного решения, большим быстродействием, обусловленным тем, что время генерирования символа почти полностью используется для начертания знака (в растровых знакогенераторах значительная часть времени расходуется вхолостую), высоким качеством отображаемого символа. Эти положительные качества обусловили широкое распространение знакогенераторов данного типа.

В настоящее время генерирование символов методом вычерчивания контура знака производится путем синтеза отклоняющих напряжений

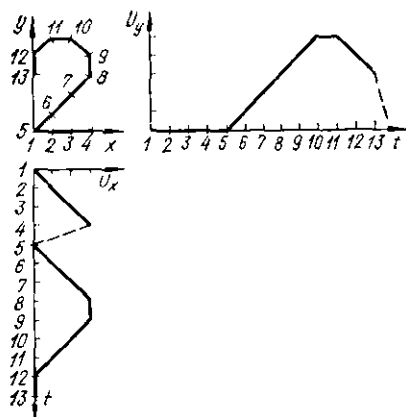


Рис. 187. К синтезу отклоняющих напряжений методом кусочно-линейной аппроксимации.

ствляется несколько иначе. Для формирования 0 на отклоняющие пластины подаются два напряжения одинаковой частоты, сдвинутые по фазе на 90° . Единица формируется подачей напряжения только на вертикальные пластины. В состав знакогенератора такого типа входят дешифратор кода символа, генераторы синусоидальных напряжений с фазосдвигающей цепочкой ($\varphi = 90^\circ$) и смесителями, схема гашения луча. Количество генерируемых символов равно 10. Вид символов, элюры отклоняющих напряжений и схемы их формирования представлены на рис. 186 [49].

Несмотря на простоту, данный метод применяется не часто из-за низкого качества воспроизводимых знаков, непривычных очертаний, малого числа знаков и малого быстродействия.

Большими функциональными возможностями обладают знакогенераторы, в которых при синтезе отклоняющих напряжений используются методы ступенчатой или кусочно-линейной аппроксимации, поскольку они обеспечивают получение изображений знаков более высокого качества, более широкий ассортимент знаков при сравнительной простоте схемных решений. При этом не требуется высокой точности аппроксимации отклоняющих напряжений, поскольку основным требованием к воспроизводимому знаку является удобство его восприятия оператором. Для построения необходимых напряжений контур знака разбивают на отдельные участки, граничные точки которых соединяют прямыми линиями. После этого строят графики функции, аппроксимирующих отклоняющие напряжения U_x и U_y . На рис. 187 приведены элюры отклоняющих напряжений, формируемых при воспроизведении цифры 2 с использованием ступенчатой и кусочно-линейной аппроксимации. В зависимости от выбора начальной точки и направления символов формы отклоняющих напряжений будут отличаться даже для одних и тех же символов. Начальную точку целесообразно выбирать таким образом, чтобы отклоняющие напряжения при воспроизведении символа не изменяли знака. Большая часть реально воспро-

и сигналов подсвета. Отклоняющие напряжения могут быть синтезированы на базе синусоидального напряжения и его гармоник [45]. Например, цифры от 2 до 9 могут быть воспроизведены при подаче на отклоняющие пластины трубки двух синусоидальных напряжений, одно из которых имеет вдвое большую частоту. Образующиеся при этом фигуры Лиссажу при определенных амплитудных и фазовых соотношениях образуют конфигурации, близкие к начертаниям букв. Путем гашения луча на некоторых участках траектории удается сформировать очертания цифр от 2 до 9. Формирование 0 и 1 осуществ-

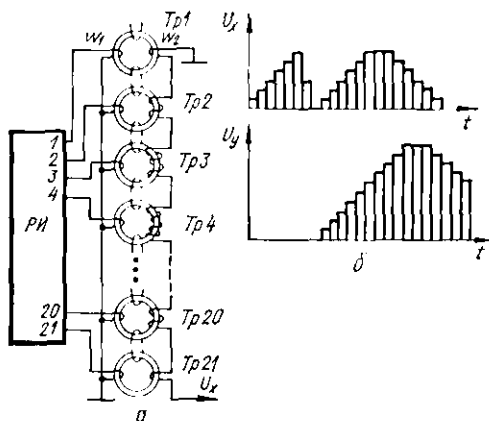


Рис. 188. Знакогенератор с многообмоточными трансформаторами: а — схема; б — эиэры напряжений.

ми $\pi i/4$, где $i = 0, 1, 2, \dots, 7$. Обычно напряжения U_x и U_y синтезируются из прилегающих прямоугольных импульсов, а затем сглаживаются с помощью интегрирующих устройств или фильтров.

Ступенчатые функции необходимой формы могут быть получены с помощью схем на основе многообмоточных трансформаторов или резисторных делителей. В обоих случаях в состав схемы знакогенератора включается распределитель импульсов (PH), формирующий на своих выходах последовательности прилегающих друг к другу импульсов стандартной амплитуды.

На рис. 188, 189 приведены фрагменты схем знакогенераторов, построенных на базе многообмоточных трансформаторов и резисторных делителей. Укладка выходных обмоток на сердечниках многообмоточных трансформаторов (рис. 188) и число витков в них определяются требуемой формой генерируемого напряжения (U_x , U_y , напряжение подсвета луча). Выходные сигналы схемы формируются как результат суммирования сигналов, возникающих на последовательно соединенных вторичных обмотках w_2 многообмоточных трансформаторов. Обычно на сердечниках размещаются три группы вторичных обмоток, предназначенные для формирования сигналов U_x , U_y и сигналов подсвета луча (на рис. 188 показано соединение только одной группы вторичных обмоток).

Образованная таким образом система сердечников с группами вторичных обмоток представляет собой аналоговое ЗУ соответствующего знака. Чем длиннее контур воспроизводимого знака, тем большее число трансформаторов входит в состав ЗУ. Каждому воспроизводимому знаку соответствует определенная группа многообмоточных трансформаторов (аналоговое ЗУ знака), представляющая собой секцию общего ЗУ знакогенератора.

Аналогично осуществляется формирование отклоняющих напряжений и напряжений подсвета в схемах, построенных на базе резисторных делителей (рис. 189). Величины сопротивлений резисторов схемы

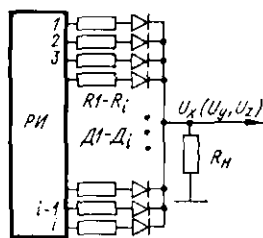


Рис. 189. Схема резисторного делителя для формирования отклоняющих напряжений.

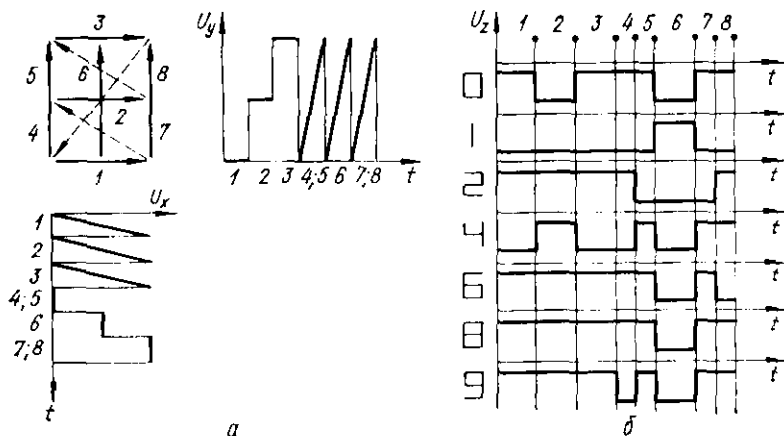


Рис. 190. К формированию знаков с использованием специального микроаэра. U_y

подобраны таким образом, что при последовательном появлении на выходах распределителя стандартных импульсов PH на выходе схемы формируется напряжение соответствующей формы. Для формирования напряжений U_x , U_y и напряжения подсвета луча U_z требуется три различных делителя напряжений.

Рассмотренные схемы формирования отклоняющих напряжений просты, компактны и широко используются при построении различных генерирующих устройств. Существуют и другие схемы, используемые для формирования отклоняющих напряжений при генерировании знаков. В частности, координаты точек контуров знаков можно хранить в цифровом ЗУ, а построение конкретного знака осуществлять путем выборки кодов координат точек контура с последующим преобразованием выбранных кодов в аналоговые напряжения. Такой метод может быть использован при построении символов, имеющих сложную конфигурацию.

Вычерчивание контура знака осуществляется также в устройствах, где электронный луч в процессе воспроизведения знака прочерчивает одну и ту же повторяющуюся фигуру, из элементов которой (отрезков) составляются все воспроизводимые знаки. Включение того или иного элемента фигуры в контур знака производится путем подсвета траектории движения луча на соответствующем участке. Таким образом, для воспроизведения любого знака необходимо генерировать одни и те же отклоняющие напряжения U_x и U_y , что существенно упрощает схему знакогенератора. Различными оказываются лишь напряжения подсвета луча. Подобные устройства часто называются знакогенераторами со специальным микроаэром, понимая под микроаэром периодически повторяющуюся фигуру, прочерчиваемую электронным лучом. Микроаэры, требуемые для его создания напряжения и напряжения подсвета луча при воспроизведении некоторых цифр, приведены на рис. 190. Необходимые электрические сигналы легко могут быть сформированы с помощью простейших цифровых и логических устройств, триггеров, дешифраторов, распределителей [57].

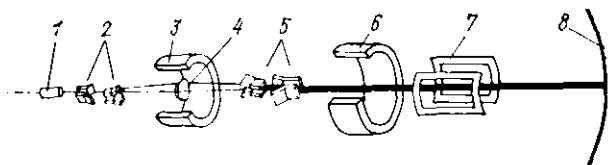


Рис. 191. Устройство характрона.

Для генерирования символов могут быть использованы специальные знаковые электронно-лучевые трубки. Это характрон, композитрон, тайпотрон и другие. Рассмотрим принцип действия характрона, получившего распространение в системах отображения информации. Трубка имеет три независимые отклоняющие системы (рис. 191). Первая система электростатического отклонения электрического отклонения электронного пучка, создаваемого электронным прожектором 1, состоит из двух пар отклоняющих пластин 2. Она служит для выбора символа по коду, поступающему на схему управления. На пути электронного пучка устанавливается матрица 4, находящаяся в магнитном поле фокусирующей системы 3. Матрица характрона представляет собой тонкий диск с вытравленными на нем отверстиями, имеющими конфигурацию определенных символов (цифр, букв и т. п.). Стандартная матрица имеет 64 символа, однако известны трубки с числом символов до 144. Каждому символу соответствуют определенные значения напряжений горизонтального и вертикального отклонения. Для выбора символов (при числе символов — 64) достаточно иметь восемь ступеней напряжения отклонения в каждом направлении. Размеры символов порядка 0,1—0,5 мм с расстояниями между ними 0,6—0,9 мм.

После выборки символа электронный луч, прошедший через соответствующее отверстие матрицы, возвращается на центральную ось трубки с помощью второй отклоняющей системы, состоящей из двух пар пластин 5.

Выбранный символ должен быть спроектирован в определенное место экрана 8. Выбор места на экране осуществляется с помощью третьей отклоняющей системы магнитного отклонения, состоящий из катушек 7, в соответствии с адресом символа. Катушки 6 образуют магнитную корректирующую систему. Фокусирующая катушка 3 поворачивает сечение луча на 90°, поэтому вертикальным избирающим пластинам 2 соответствуют горизонтально расположенные пластины компенсирующей системы 5 и наоборот.

Характроны с малым диаметром экрана используются для вывода информации из ЭВМ с последующим фотографированием. Характроны с диаметром свыше 50 см используются в устройствах отображения индивидуального пользования. Время записи символов составляет 5—10 мкс, размеры символов от 0,5 до 7 мм. Время послесвечения экрана 10^{-3} — 10^{-1} с. В настоящее время ведутся разработки новых трубок подобного типа, отличающихся высокой разрешающей способностью, сравнительно малыми габаритами и быстродействием порядка $30 \cdot 10^5$ — $4 \cdot 10^6$ символов в секунду.

Существующие способы генерирования символов имеют преимущества и недостатки, поэтому выбор метода должен производиться, исходя из конкретных технических требований к устройству отображения с тем, чтобы наиболее полно выполнялись требования технического задания. Основными характеристиками знакогенераторов являются быстродействие, объем алфавита символов, возможность изменения набора символов, световые характеристики генерируемых символов.

Сравнение технических показателей различных методов формирования символов показывает, что наименьшим быстродействием обладают устройства, использующие телевизионный растр. Эти же устройства характеризуются наибольшими значениями частоты тактовых импульсов и числа тактов подсветки на символ и наименьшей яркостью символов.

Перечисленные свойства метода телевизионного растра обуславливают жесткие требования к быстродействию знакогенератора и к элементной базе. Метод телевизионного растра может быть рекомендован для вывода небольших объемов информации. Для отображения средних объемов информации можно использовать метод телевизионного или специального микрорастра, а при больших объемах (свыше 500—1000 символов) целесообразно использовать безрастровый метод вычерчивания символов, быстродействие которого в зависимости от модификации в 5—8 раз выше, чем у метода телевизионного растра, а тактовая частота ниже примерно в 3—4 раза.

Наибольшая яркость символов обеспечивается при генерировании знаков с использованием метода вычерчивания, поскольку луч большую часть времени движется по контуру символа. Среди различных модификаций метода вычерчивания наиболее распространенным является метод синтеза отклоняющих напряжений с использованием кусочно-линейной аппроксимации, который при хорошем качестве начертания символов обеспечивает большое быстродействие устройства отображения.

Устройства отображения на базе знакопечатающих трубок выполняются сравнительно редко. Недостатками устройств на базе характернов является ограниченный алфавит символов, малое быстродействие, практическая невозможность расширения алфавита символов, сложность настройки и регулировки трубок, их высокая стоимость.

Вместе с тем, если необходимо отображение небольшого объема информации, состоящей из однотипных символов с постоянной ориентацией, с успехом используются характернов.

Максимальный объем воспроизводимой информации в устройствах отображения во многом зависит от быстродействия знакогенератора. В устройствах, использующих ЭЛТ, информация должна периодически воспроизводиться (регенерироваться), если ее необходимо воспроизводить в статике. Частота повторения кадров должна выбираться из условия отсутствия мельканий.

Рекомендуемые значения частоты регенерации составляют 25—30 Гц. Это ограничивает время формирования кадра информации интервалом порядка 30 — 40 мс и, соответственно, объем воспроизводимых данных. При использовании трубок с длительным послесвечением час-

тота регенерации может быть снижена, а при использовании запоминающих ЭЛТ с видимым изображением регенерация изображения может производиться один раз в несколько секунд или даже минут. Если при использовании ЭЛТ вследствие ограниченного быстродействия знакогенератора и конечного времени формирования кадра экран ЭЛТ лишь частично заполняется информацией, то при использовании запоминающих ЭЛТ возможно полное заполнение экрана устройства отображения даже при использовании медленно действующих знакогенераторов. Увеличение объема отображаемой информации за счет уменьшения времени формирования символов также не может быть беспредельным, поскольку с уменьшением длительности символа резко снижается яркость изображения вследствие уменьшения световой отдачи люминофора. При уменьшении длительности ниже некоторой критической величины $t_{кр}$ люминофор перестает возбуждаться вообще.

Регенерация изображения осуществляется путем периодического (с частотой 25—30 Гц) воспроизведения отображаемых данных, которые должны храниться в запоминающих устройствах ЭВМ или автономных ЗУ, входящих в состав устройства отображения.

6. ФОРМИРОВАНИЕ ГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В УСТРОЙСТВАХ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

При решении сложных задач управления и контроля, при проектировании промышленных устройств и систем информация представляется оператору не только в алфавитно-цифровой форме. Более сжатой, наглядной и информационно емкой является графическая форма представления, которая дает возможность оператору (проектировщику) оценить одновременно ряд процессов или параметров, представить динамику поведения сложной системы или оценить конечные или промежуточные результаты проектирования. В этой связи представление информации в графической форме на экране устройства отображения является во многих случаях желательным, а иногда совершенно необходимым.

В современных устройствах отображения линии графических изображений представляются в виде наборов точек, отрезков прямых линий и фрагментов кривых второго порядка, сопряженных друг с другом. При этом сохраняются упомянутые выше требования к качеству воспроизводимого изображения (достаточная яркость, отсутствие мерцаний и т. п.). Например, при местном отображении алфавитно-цифровой и графической информации с помощью ЭЛТ скорость перемещения электронного луча по экрану должна поддерживаться примерно постоянной, чтобы яркость символов и элементов графического изображения была одинаковой.

В зависимости от способа представления графического изображения выделяют ряд режимов работы устройства отображения графической информации [51]: точечный, векторный, режим прямолинейных отрезков, режим криволинейных отрезков и т. п.

В точечном режиме изображение строится по точкам, а информация, поступающая от источника или устройства управления, содержит

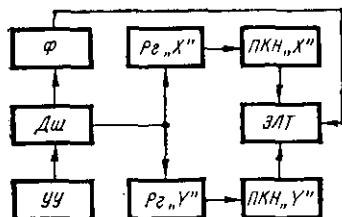


Рис. 192. К построению изображений по точкам.

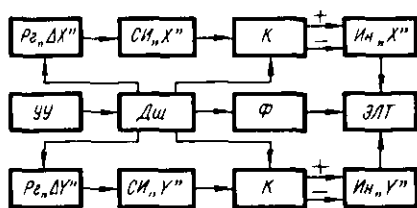


Рис. 193. К формированию изображений векторов.

данные о координатах точки X и Y и яркости ее свечения. Для построения изображения на экране, содержащем 512×512 элементов изображения, для кодирования координат X и Y потребуются два девятиразрядных двоичных кодовых слова. Принцип построения изображения по точкам рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 192.

Из устройства управления (УУ) на дешифратор (Дш) поступают кодовые слова, содержащие данные о формируемом изображении. Дешифратор осуществляет разделение кодовых составляющих на смысловые группы и направляет коды координат на регистры координат $Рг\langle X \rangle$ и $Рг\langle Y \rangle$, а также на формирователь сигналов подсвета Φ . С помощью преобразователей кода в напряжение $ПКН\langle X \rangle$ и $ПКН\langle Y \rangle$, связанных с соответствующими регистрами, формируются отклоняющие напряжения, пропорциональные кодам координат точки на экране ЭЛТ. Формирователь сигналов подсвета Φ вырабатывает импульс подсвета, подаваемый на модулятор ЭЛТ, после установки луча в необходимую точку экрана.

Точечный режим построения изображения легко реализуется с помощью стандартных функциональных узлов. В этом режиме каждая воспроизводимая точка описывается абсолютными координатами, что исключает накопление ошибок.

К недостаткам устройств, использующих точечный режим, следует отнести громоздкость описания изображения, для хранения которого необходимо иметь значительный объем памяти. Другим недостатком является прямо пропорциональная зависимость между временем отображения и числом точек в воспроизводимом изображении. Если учесть, что время, необходимое для установления электронного луча в любую точку экрана составляет примерно 20 мкс, то максимальная сложность воспроизводимого без мерцаний изображения составит примерно 10^3 точек. Вследствие отмеченных недостатков точечный режим целесообразно использовать для получения изображений, состоящих из небольшого количества простых отрезков кривых и отдельных точек. Он малоэффективен для получения сложных графических изображений, состоящих из большого числа непрерывных кривых и прямых.

Векторный режим характеризуется тем, что координаты каждой последующей точки изображения отсчитываются относительно координат предыдущей точки, а информация, поступающая от устройства управления, содержит данные о яркости вектора, величине и знаке вращений по обоим координатам ΔX и ΔY . Для реализации векторного режима построения изображений необходимо предусматривать

специальные блоки для получения изображений всех промежуточных точек на основании данных о начальной и конечной точках векторов. Для этой цели могут быть использованы, например, схемы линейной интерполяции совместно с интеграторами, выходное напряжение которых пропорционально приращениям ΔX и ΔY , используется для отклонения электронного луча в направлении, определяемом знаками ΔX и ΔY . Упрощенная схема, иллюстрирующая векторный принцип формирования графических изображений, приведена на рис. 193. С помощью дешифратора (*Ди*) осуществляется разделение кодовых слов, поступающих из устройства управления (*УУ*) на смысловые группы. Коды приращений подаются на входы регистров $P_2\langle\Delta X\rangle$ и $P_2\langle\Delta Y\rangle$, связанные со схемами интерполяции $СИ\langle X\rangle$ и $СИ\langle Y\rangle$, на выходе которых формируются группы импульсов стандартной амплитуды и длительности, а число импульсов в группах за время построения одного вектора пропорционально величинам соответствующих приращений. В зависимости от знака приращений ΔX и ΔY группы импульсов подаются через коммутаторы *К* на суммирующие или вычитающие входы интеграторов $Ин\langle X\rangle$ и $Ин\langle Y\rangle$, выходные напряжения которых используются для отклонения луча в процессе формирования вектора. Подсвет луча во время его движения по экрану ЭЛТ осуществляется импульсами, вырабатываемыми формирователем (*Ф*). Для реализации векторного режима требуется значительно меньший объем памяти по сравнению с точечным режимом, а схемная реализация режима относительно проста. В векторном режиме достигается большая скорость построения изображений. Поскольку время формирования вектора не зависит от длины вектора, векторный режим особенно целесообразен при формировании изображений из отрезков большой длины. Недостатком векторного режима является зависимость яркости воспроизведения вектора от его длины (вследствие постоянства времени формирования вектора), что требует применения специальных методов компенсации. Кроме того, возможно появление ошибок вследствие дрейфа интеграторов, что проявляется в смещении изображения или разрывах его отдельных элементов.

Режим прямолинейных отрезков характеризуется тем, что изображения формируются из отрезков прямых линий, координаты начал и концов которых содержатся в кодовых словах, поступающих из устройства управления. При формировании изображений из стыкующихся отрезков достаточно указывать лишь координаты концов точек последующих отрезков. Для реализации режима прямолинейных отрезков обычно требуется большая длина кодового слова по сравнению с векторным режимом, так как максимальная длина отрезка может равняться размеру экрана, тогда как в векторном режиме длина максимального вектора обычно ограничивается. Режим прямолинейных отрезков целесообразен при вычерчивании некоторых видов графических изображений, например, осей координат. Схемная реализация этого режима во многом подобна реализации векторного режима.

При построении сложных изображений, содержащих значительное число кривых линий, возможен переход к режиму криволинейных отрезков, формирование которых осуществляется специальными

аналоговыми или цифровыми устройствами, к числу которых относятся круговые интерполаторы и ряд других устройств [50, 51]. Вместе с тем построить кривые можно и с помощью ранее рассмотренных способов. Особенно целесообразным является режим коротких векторов, в котором максимальная длина вектора существенно ограничена. Это дает возможность ограничиться небольшим объемом памяти для хранения описания формируемого изображения и обеспечить высокое быстродействие.

Поскольку ни один из рассмотренных режимов не является оптимальным, при построении устройств отображения разноплановой графической информации применяются различные режимы и предусматривается возможность перехода из одного режима работы в другой. Для этого в кодовом слове, поступающем из устройства управления, выделяются специальные разряды для указания режима.

7. НЕКОТОРЫЕ УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Устройства оперативного отображения информации широко используются в системах управления, контроля, проектирования. При управлении сложными производственными комплексами на помощь оператору приходят технические средства, условно отображающие технологическую схему объекта путем установления связей между отдельными приборами в соответствии с существующей между отображаемыми параметрами технологической зависимости.

Получаемые таким образом условные изображения называют *мнемосхемами*. Согласно [48] «мнемосхема — это условное графическое изображение управляемого технологического объекта, облегчающее человеку-оператору запоминание технологической схемы, назначение различных приборов и органов управления, а также способов действия при различных режимах работы объекта». Использование мнемосхем считается наиболее эффективным в случаях, когда технологическая схема управляемого объекта является достаточно сложной, характеризуется большим числом контролируемых параметров и может изменяться в процессе работы объекта. В зависимости от назначения мнемосхемы отличаются большей или меньшей подробностью отображения отдельных управляемых объектов. Мнемосхемы представляют собой плоские табло, размеры которого зависят от сложности описываемого объекта. Элементы технологического процесса или объекта отображаются условными знаками, которые часто характеризуются отсутствием внешнего сходства с отображаемыми явлениями. Мнемосхемы характеризуются тем, что наряду со стандартным оборудованием для цифро-буквенной индикации информации в мнемосхемах широко используются нестандартные сигнальные элементы, конфигурация которых определяется характером отображаемого производства (химическое, энергетика, транспорт). Управление мнемосхемой осуществляется сигналами датчиков, устанавливаемых на объектах (что в настоящее время бывает чаще), или с помощью ЭВМ.

Мнемосхемы широко используются при управлении энергосистемами, химическими производствами, транспортом и т. п. [48].

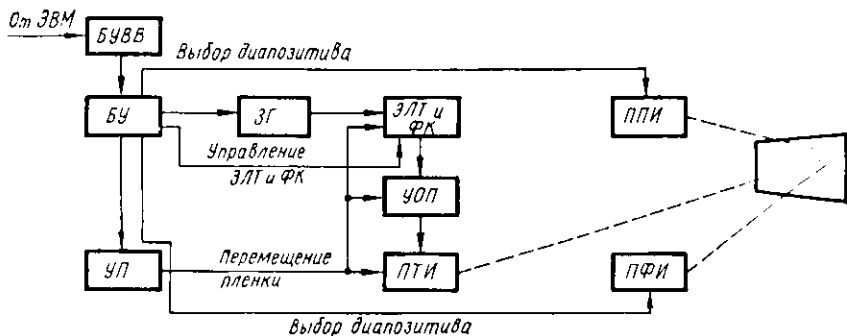


Рис. 194. Структурная схема устройства отображения коллективного пользования.

Индикатор коллективного пользования систем управления производством, устанавливаемый в помещении для проведения совещаний, предназначен для отображения новейших обобщенных сводок и любой другой информации, необходимой для анализа общих проблем, возникающих в процессе управления производством. Информация, отображаемая на экране, может наблюдаться группой должностных лиц. Структурная схема устройства отображения на большом экране приведена на рис. 194. Информация от ЭВМ поступает на экран и отображается на нем в виде цветного изображения большой яркости с высокой разрешающей способностью при размерах изображения порядка 3×4 м². Отображение осуществляется с помощью проекционной аппаратуры. Информация от ЭВМ поступает на вход буферного устройства ввода и вывода информации (БУВВ). Поступающие коды определяют тип отображаемой информации, ее место и другие признаки. На основании полученных данных в блоке управления (БУ) вырабатываются соответствующие сигналы управления (знакогенератором, устройствами съемки и обработки пленки, выбором диапозитивов и т. п.), синхронизирующие работу всего индикаторного устройства. Отображение оперативной алфавитно-цифровой информации осуществляется на экране ЭЛТ с помощью знакогенератора (ЗГ). Отображаемые данные переносятся на фотопленку с помощью фотокамеры (ФК), установленной в блоке электронно-лучевой трубки. В составе устройства имеются устройства транспортирования (перемотки) пленки (УП), быстродействующие устройства обработки пленки (УОП).

На экране может быть отображена текущая, предыдущая и фоновая информация. Для отображения этих данных предусмотрено три проектора — ПТИ, ПНИ и ПФИ соответственно. Управление всей аппаратурой осуществляется автоматически и с пульта оператора.

Полная задержка информации между моментом ее получения из ЭВМ и моментом отображения на экране не превышает 15 с. Регистрация поступающих данных на фотопленке позволяет осуществлять хранение информации и получать черно-белые или цветные копии проектировавшихся кадров.

В составе аппаратуры отображения имеется типовой пульт для ввода информации в ЭВМ. Он используется для дополнения или изменения

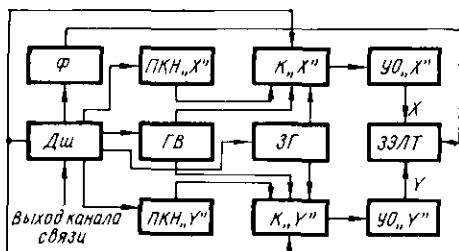


Рис. 195. Схема устройства отображения на ЗЭЛТ.

вой и графической информации, поступавшей от ЭВМ по узкополосному (телефонному) каналу связи. Применение запоминающей ЭЛТ позволяет реализовать функции запоминания и визуализации информации с помощью одного прибора. При этом в отличие от устройств отображения на обычных ЭЛТ не требуется буферной памяти для хранения и регенерации изображения, поскольку время хранения изображения может быть достаточно продолжительным. По этой же причине время построения изображения не ограничивается периодом регенерации изображения, что дает возможность вести построение изображения в течение длительного времени (практически до полного заполнения экрана), используя для передачи данных на устройство отображения низкоскоростной канал.

Структурная схема устройства приведена на рис. 195. В состав устройства входят следующие основные функциональные блоки: дешифратор (ДШ), формирователь сигналов подсвета (Ф), преобразователи кода в напряжение ПКН «X» и ПКН «Y», генератор векторов ГВ, знакогенератор ЗГ, коммутаторы К «X» и К «Y», усилители отклонения УО «X» и УО «Y», блок запоминающей ЭЛТ (ЗЭЛТ) с элементами фокусировки и отклонения луча. Описанный набор функциональных блоков позволяет работать в режиме отображения алфавитно-цифровой и графической информации, осуществлять построение элементов изображения по точкам. Переход из одного режима в другой производится по сигналам ДШ, управляющим работой коммутаторов и формирователя. На вход дешифратора по каналу связи поступают управляющие слова, содержащие информацию о режиме построения изображения (точечный, векторный, генерация символов), координаты точек или знаков, значения приращений ΔX и ΔY и т. п. На основании анализа управляющих слов определяется необходимый режим работы и запускаются соответствующие блоки. В точечном режиме сигналы отклонения луча поступают с выходов ПКН «X» и ПКН «Y», в векторном режиме отклоняющие сигналы формируются генератором векторов (принцип работы ГВ описан выше), в режиме отображения символов отклоняющие напряжения формируются знакогенератором. Для построения символов используется метод вычерчивания символов путем синтеза отклоняющих напряжений методом кусочно-линейной аппроксимации. Формируемые указанными блоками сигналы подаются на входы усилителей отклонения через коммутаторы К «X» и К «Y». В соответствии с характером формируемого изображения вырабатываются импульсы подсвета луча ЗЭЛТ.

отображаемых данных, подачи команд, относящихся к содержанию изображений и формам их представления. Это позволяет повысить оперативность работы системы отображения [46].

Устройство отображения на запоминающей электронно-лучевой трубке с видимым изображением предназначен для отображения алфавитно-цифровой информации, поступающей от ЭВМ по узко-

Технические характеристики устройства отображения следующие:

Размер рабочего поля экрана, мм	180 × 180
Дискретность растра, точек	512 × 512
Количество одновременно индусцируемых символов	10 ³
Время хранения однократно записанной информации, мин	до 5
Коэффициент заполнения экрана, %	до 100
Время стирания информации, с	0,2
Тип канала связи	телефонный, 1200 бод

Описанное устройство используется для отображения метеорологической информации.

Дисплей. Дисплеями называют устройства визуального отображения алфавитно-цифровой и графической информации, предназначенные для двустороннего обмена информацией между ЭВМ и пользователем. Обычно в дисплеях информация ЭВМ представляется пользователю на экране ЭЛТ, а органы ручного управления совместно с программными средствами обеспечивают широкие возможности редактирования, корректировки и преобразования данных, представляемых на экране ЭЛТ, а также их представлений в кодах ЭВМ. Вследствие большой наглядности представления данных, высокого быстродействия, широких функциональных возможностей дисплеи являются эффективным средством осуществления диалога между человеком и ЭВМ.

В зависимости от характера отображаемой информации различают текстовые и графические дисплеи. Первые служат для ввода-вывода алфавитно-цифровой информации, тогда как вторые обеспечивают ввод и вывод на экран ЭЛТ графических изображений любого вида.

Функционально текстовый дисплей состоит из ЭЛТ, буферной памяти для регенерации изображения, генератора символов, аппаратных средств формирования и редактирования информации на экране ЭЛТ и клавиатуры, обеспечивающей ручной ввод текстовой информации, ее редактирование, а также выполнение некоторых управляющих функций.

Текстовые дисплеи позволяют вести редактируемые информации на экране в автономном режиме, набирать текст в любом месте экрана, заменять его, стирать полностью или частично. Реализация режимов редактирования осуществляется с помощью алфавитно-цифровой и функциональной клавиатуры. Отредактированная информация может быть введена в ЭВМ.

В составе графических дисплеев помимо блоков, характерных для текстовых дисплеев, имеются блоки, обеспечивающие построение различных графических изображений. Редактирование графических изображений и их ввод осуществляется с помощью светового карандаша (пера), являющегося специфическим элементом графического дисплея [51]. Отредактированное изображение может быть введено в ЭВМ.

Текстовые и графические дисплеи подключаются к ЭВМ через мультиплексный или селекторный канал и обеспечивают скорость обмена информацией порядка 100 кбайт/с.

Рассмотрим принцип построения дисплея на примере графического дисплея — станции индикации графических данных А—532—1, кото-

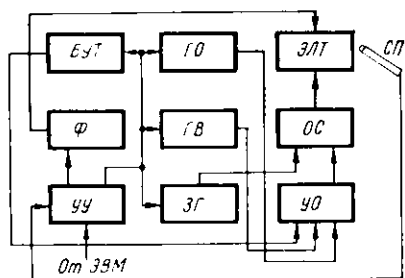


Рис. 196. Схема станции индикации данных.

дится переход от одного режима построения изображения к другому.

Упрощенная структурная схема станции индикации приведена на рис. 196. В состав станции входят: устройство управления (УУ), осуществляющее прием информации от ЭВМ, анализ управляющих и информационных слов, распределение информации между блоками устройства и управление их работой; формирователь сигналов подсвета Φ , вырабатывающий импульсы подсвета, амплитуда и длительность которых определяется режимом построения изображения; блок установки точек (БУТ), с помощью которого производится преобразование кодов координат точек в пропорциональные напряжения, используемые для отклонения луча в требуемую точку экрана; знакогенератор (ЗГ), с помощью которого формируются отклоняющие напряжения, необходимые для вычерчивания изображения того или иного символа в соответствии с информацией, содержащейся в управляющем слове; генератор векторов (ГВ), с помощью которого вырабатываются отклоняющие напряжения, необходимые для вычерчивания отрезков прямых различной длины в зависимости от кода, содержащегося в управляющих словах; генератор окружностей (ГО), формирующий в режиме вычерчивания окружностей или дуг синусоидальное и косинусоидальное напряжение, амплитуда которых определяется радиусом вычерчиваемой дуги или окружности; усилители отклонения (УО), нагруженные на отклоняющую систему (ОС), в составе которой имеется две пары отклоняющих катушек (с помощью одной из них, связанной с ЗГ, производится вычерчивание символов и знаков, с помощью другой, связанной с УО, — вывод в лужную точку экрана, построение векторов, окружностей, дуг); световое перо (СП) является элементом цепи обратной связи, с помощью которого осуществляется редактирование информации и вычерчивание изображений на экране ЭЛТ. При генерировании символов используется метод вычерчивания символов с помощью отклоняющих напряжений, синтезируемых методом кусочно-линейной аппроксимации. Вычерчивание окружностей и дуг производится с помощью ГО методом фигур Лиссажу. В процессе работы из ЭВМ на вход устройства управления поступают кодовые комбинации, представляющие совокупность управляющих и информационных слов. Управляющее слово определяет режим построения изображения, а в информационном слове содержатся данные о параметрах воспроизводимого изображения. Всего имеется семь базовых форматов слов.

Устройство управления распределяет полученную информацию между функциональными блоками, которые по заложенным в них программам формируют электрические аналоги той или иной геометрической фигуры в виде сигналов, подаваемых на вход усилителей отклонения, нагруженных на катушки отклоняющих систем.

Подключение станции индикации к ЭВМ производится с помощью унифицированного сопряжения связи 2К. Изображение хранится в оперативной памяти процессора и регенерируется на экране ЭЛТ с частотой 50 Гц.

Технические характеристики станции

Форма экрана	прямоугольная
Размеры рабочего поля, мм	240 × 240
Количество адресуемых точек, шт.	1024 × 1024
Число градаций яркости	2
Длина векторов, мм	1,8 ÷ 338
Время воспроизведения векторов, мкс	
от 1,8 до 42 мм	6
от 30 до 168 мм	15
от 120 до 338 мм	30
Погрешность воспроизведения длины вектора, %	2
Время вычерчивания окружности, мкс	100
Погрешность воспроизведения диаметра окружности, %	2
Количество символов, шт.	96
Размер символов, мм	3 × 3
Время вычерчивания символов знакогенератором, мкс	1 ÷ 11
Максимальное число символов в кадре, шт.	2000
Число различных типов линий, шт.	2
(длина штриха 3 ÷ 5 мм, длина промежутка 0,5 ÷ ÷ 4 мм)	
Нормальный уровень яркости, нт.	100
Разрешающая способность светового пера, единиц раstra	7.

Описанная станция индикации данных широко используется совместно с ЭВМ системы АСВТ.

Основные характеристики дисплеев, предназначенных для подключения к ЭВМ единой системы, приведены в табл. 33.

Текстовые дисплеи широко используются в информационно-поисковых и справочных системах, системах управления запасами, системах автоматизации программирования, в банковских и других системах. Графические дисплеи применяются в системах машинного проектирования различных устройств, при автоматизации научных исследований, моделировании динамических систем, в обучающих системах на базе ЭВМ [58].

Следует отметить, что в последнее время все большее распространение получают *телевизионные устройства отображения* алфавитно-цифровой, графической и других видов информации. Для практической реализации телевизионных устройств отображения необходимы быстродействующие управляющие, переключающие и запоминающие устройства, серийные образцы которых появились сравнительно недавно.

Таблица 33

Характеристики	Тип устройства				
	ЕС-7061	ЕС-7063	ЕС-7064	ЕС-7066	ЕС-7068
Тип дисплея	текстовый	текстовый	графический	текстовый	текстовый
Размер рабочего поля, мм	150 × 200	150 × 20	250 × 250	320 × 180	
Частота регенерации, Гц	50	50	50	50	50
Высота знака, мм	3,6 × 2,4	3,6 × 2,4	3,5	3,5 × 2,5	3,6 × 2,4
Число одновременно воспроизводимых знаков	960; 1024	960, 1024	1400	240, 480, 960	960
Число функциональных клавиш	18	22	32	16	—
Объем оперативной памяти, байт	1024	1024	4096	4096	—
Число символов	64, 96	64, 96	94	94	94
Максимальная скорость обмена, кбайт/с	100	100	500	500	100
Средства ввода, редактирования и документирования информации	ФК, СУ, СК	ФК, СУ, СК, ПМ	ФК, СУ, СК, СП	ФК, СУ, СК, ПМ	ФК, СУ, СК, ПМ

Примечание: СП — световое перо, СУ — световой указатель (курсор), ФК — функциональная клавиатура, ПМ — пишущая машинка, СК — алфавитно-цифровая (символьная) клавиатура.

Хотя в настоящее время число известных телевизионных устройств отображения информации невелико, следующие преимущества телевизионных методов отображения определяют их перспективность:

1. Возможность одновременного воспроизведения изображений на многих экранах.

2. Возможность оптимального выбора размеров экранов индивидуальных пультов.

3. Возможность использования в качестве индивидуальных пультов стандартной телевизионной аппаратуры (телевизоров, видеоконтрольных устройств и т. п.).

4. Возможность получения комбинированных изображений (например, наложение статической и динамической информации) простыми методами.

5. Возможность использования сети телевизионного вещания для передачи изображений на большие расстояния.

Высокое качество изображений, получаемых на экранах телевизионных устройств, позволяет использовать их для отображения и редактирования разнообразной графической и текстовой информации.

В телевизионных устройствах формирование графических, символьных и знаковых изображений производится на стандартном телевизионном растре путем подсвета отдельных участков траектории движущегося электронного луча. Формирование знаков осуществляется растровым методом. При формировании текста на телевизионном экране в процессе формирования находятся одновременно все знаки, составляющие одну строку текста, которая занимает несколько строк телевизионного раstra (ряд строк). На время формирования строки текста коды знаков, составляющих строку, записываются в кольцевой сдвиговый регистр и циркулируют в нем синхронно со строчной разверткой. Число циклов циркуляции зависит от числа телевизионных строк, используемых для формирования строки текста (по вертикали). Из кольцевого сдвигового регистра коды знаков поступают на вход знакогенератора, на второй вход которого поступают номера телевизионных строк ряда. На основании поступающих данных знакогенератором формируются сигналы подсвета первой, второй, третьей и т. д. строк ряда. После формирования одной строки текста в кольцевой регистр записываются коды следующей строки. Запись производится в промежутки времени, определяемый интервалом между строками текста.

В телевизионных устройствах отображения используется также формирование знаков из отдельных элементов (вертикальных, горизонтальных, наклонных отрезков), что позволяет упростить структуру знакогенератора.

Формирование графических и мнемонических изображений на телевизионном экране с использованием генераторов векторов и окружностей сопряжено с трудностями, поскольку все линии или часть их находится в процессе формирования, что требует для отображения сложной графики большого количества генераторов линий, кривых и т. д.

Упрощенное представление графических изображений может осуществляться с помощью точек или других отметок, располагаемых на местах знаков. При большом числе знакомест можно отобразить

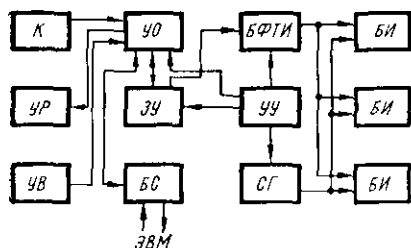


Рис. 197. Структурная схема телевизионного дисплея.

достаточно сложные кривые с допустимой погрешностью. В некоторых случаях для построения графических изображений на телевизионном экране используют специальные генераторы, построенные на тех же принципах, что и знаковые. При этом коды графических элементов с кодами знаков хранятся в промежуточном ЗУ, что дает возможность строить изображение, состоя-

щее из графической и текстовой составляющей [50].

Преимущества телевизионных методов отображения информации делают перспективной разработку телевизионных устройств, предназначенных для обмена информацией между пользователем и ЭВМ. Структурная схема телевизионного дисплея приведена на рис. 197. В состав устройства входят: клавиатура *К*, с помощью которой пользователь взаимодействует с ЭВМ посредством дисплея. Устройства регистрации (*УР*) и устройства ввода (*УВ*) позволяют выводить данные на машинный носитель или вводить информацию с машинных документов. Подключение дисплея к ЭВМ производится через блок сопряжения (*БС*). Массив отображаемой информации хранится в *ЗУ*, которое обеспечивает регенерацию информации с необходимой частотой повторения. Запесение информации в *ЗУ* и выборка данных из него производится по командам устройства управления (*УУ*) через узел обмена (*УО*).

Преобразование цифровой (кодовой) информации в телевизионный видеосигнал производится блоком формирования телевизионного изображения (*БФТИ*), в который входит знакогенератор и генератор графических изображений. Генератор синхросигналов (*СГ*) вырабатывает импульсы синхронизации строк и кадров (полей) и работает синхронно с *БФТИ*. Устройство управления (*УУ*) управляет работой дисплея, обеспечивает синхронизацию работы всех блоков при вводе—выводе информации, при выполнении операций обмена и редактирования.

Отображение информации производится блоками индикации (*БИ*) которых может быть несколько. В качестве (*БИ*) могут использоваться обычные телевизоры или видеоконтрольные устройства.

В телевизионном дисплее одновременно имеется кодовое описание массива изображения и его телевизионный эквивалент. Любая модификация телевизионного изображения фиксируется в *ЗУ*, отредактированные данные (текст, графика) могут быть выведены на машинный носитель или введены в ЭВМ с помощью клавиатуры. Набор операций по редактированию и компоновке отображаемой информации такой же, как и в обычных дисплеях.

Необходимость преобразования кодового описания изображения в видеосигнал обуславливает использование быстродействующих элементов в устройстве управления и *БФТИ*. Успехи микроэлектроники дают возможность выполнить ряд узлов дисплея (знакогенераторы, генераторы графических изображений, устройства управления и т. д.)

на базе больших интегральных схем и микропроцессоров, что позволит резко уменьшить габариты и массу дисплеев и повысить их надежность, будет способствовать их широкому использованию как элементов информационно-справочных и обучающих систем.

Контрольные вопросы

1. Роль и место устройств отображения информации в автоматизированных системах. Требования к устройствам отображения.
2. От каких факторов зависит время восприятия человеком-оператором представляемой ему информации? Какие меры позволяют улучшить эффективность восприятия?
3. В чем состоит различие между устройствами отображения индивидуального и коллективного пользования?
4. Перечислить и пояснить преимущества и недостатки устройств индивидуального пользования; устройств коллективного пользования.
5. Охарактеризовать режим работы устройства отображения в реальном масштабе времени.
6. Перечислить основные характеристики устройств отображения информации.
7. Какие особенности зрительного анализатора человека следует учитывать при построении устройств отображения информации?
8. Перечислить наиболее целесообразные способы кодирования визуальной информации.
9. Из каких соображений производится выбор размеров и конфигураций символов, знаков?
10. Назвать области применения газоразрядных индикаторов. Перечислить преимущества и недостатки таких индикаторов.
11. Пояснить принцип действия электролюминесцентной ячейки. Показать возможность создания электролюминесцентных индикаторных панелей большой площади.
12. Охарактеризовать ЭЛТ как элемент устройства отображения информации. Какие характеристики ЭЛТ наиболее существенны при построении устройств отображения?
13. Пояснить принцип действия фильмопроекторных устройств отображения информации.
14. Пояснить принцип работы светоклапанных устройств отображения информации. Назвать преимущества светоклапанных устройств.
15. Пояснить принцип действия светоклапанного устройства с масляной пленкой; на базе ЭЛТ с мишенью из монокристаллического сегнетоэлектрика.
16. Пояснить принцип действия устройств отображения на базе жидких кристаллов.
17. Дать сравнительную характеристику известных средств отображения информации. Назвать преимущественные области применения.
18. Каковы функции генератора символов в системе отображения информации? Привести типовую структурную схему генератора символов.
19. Перечислить и кратко охарактеризовать известные методы генерирования символов.
20. Пояснить принцип генерирования символов с использованием растров. Каким образом можно получить символы с точечной или штриховой структурой? Привести схему получения необходимых управляющих напряжений и пояснить принцип ее работы.
21. Пояснить принцип формирования символов из синусоидального напряжения и его гармоник.
22. Пояснить принцип формирования символов путем синтеза отклоняющих напряжений.
23. Нарисовать схему формирования отклоняющих напряжений на базе многообмоточных трансформаторов. Пояснить принцип ее работы.
24. Пояснить принцип формирования символов с использованием специального микрорастра.
25. Пояснить устройство и принцип действия характрона.

26. Сравнить по основным показателям способы генерирования символов.
27. Пояснить принцип построения графических изображений в точечном режиме. Назвать недостатки точечного режима построения изображения.
28. Пояснить принцип построения графических изображений в векторном режиме. Чем векторный режим отличается от точечного?
29. Назвать области применения мнемосхем.
30. Какие преимущества дает применение запоминающих ЭЛТ в устройствах отображения алфавитно-цифровой и графической информации?
31. Что такое дисплей? Какие функциональные блоки входят в состав текстовых и графических дисплеев?
32. Назвать области применения дисплеев.
33. Какие возможности телевизионных устройств отображения определяют их перспективность?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глушков В. М. и др. Человек и вычислительная техника. Киев, «Наукова думка», 1971.
2. Лоскутов В. И. Автоматизированные системы управления. М., «Статистика», 1972.
3. Темников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники. М., «Энергия», 1971.
4. Ключев Н. И. Теоретические основы передачи сообщений. М., «Советское радио», 1966.
5. Харкевич А. А. О ценности информации. — В сб.: Проблемы кибернетики, вып. 4, Физматгиз, 1960.
6. Бонград М. М. О понятии «полезная информация». — В сб.: Проблемы кибернетики, вып. 9, Физматгиз, 1963.
7. Гавурин М. К. О ценности информации и близости информации. — В сб.: Вестник ЛГУ. Серия математики, механики и астрономии, вып. 4, 1963.
8. Котельников В. А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи. Изд-во Всесоюзного энергетического комитета, МГУ, 1963.
9. Железнов Н. А. Принципы дискретизации стохастических сигналов с неограниченным спектром. — «Радиотехника и электроника», 1958, № 1.
10. Темников Ф. Е. Теория разветвляющихся систем. М., Госэнергониздат, 1963.
11. Турбович И. Т. Метод близких систем и его применение для создания инженерных методов расчета линейных и нелинейных радиотехнических систем. М., Изд-во АН СССР, 1961.
12. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование. М., «Энергия», 1969.
13. Солодов А. В. Теория информации и ее применение к задачам автоматического управления и контроля. М., «Наука», 1967.
14. Рабинович В. И., Цапенко П. М. Информационные характеристики средств контроля и измерения. М., «Энергия», 1968.
15. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств. Л., «Энергия», 1968.
16. Модони В. Применение теории информации в телеметрии. В сб.: Техника передачи измерений по радио с ракет и снарядов. М., Воениздат, 1959.
17. Карандеев К. Б. и др. Электрические методы автоматического контроля. М., «Энергия», 1965.
18. Агейкин Д. И. и др. Датчики контроля и регулирования. М., «Машиностроение», 1965.
19. Гуманюк М. Н. Магнитоупругие датчики в автоматике. Киев, «Техника», 1972.
20. Долгов В. А., Гонестас Э. Ю. Коммутирующие устройства автоматических систем контроля. М., «Энергия», 1969.
21. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1970.
22. Филипов В. Г. Цифраторы перемещений. М., Воениздат, 1965.
23. Денбовецкий С. В., Семенов Г. Ф. Запоминающие трубки в устройствах обработки информации. М., «Советское радио», 1973.
24. Гиленко В. Г., Меланченко Л. А. и др. Автоматические построители графиков ЦВМ. М., «Энергия», 1969.
25. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М., Изд-во иностр. лит-ры, 1963.
26. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М., Госэнергониздат, 1956.
27. Гойхман Э. Ш., Лосев Ю. Н. Передача информации в автоматизированных системах управления. М., «Связь», 1976.

28. Босый Н. Д. Многоканальные системы передачи информации. Киев, «Техніка», 1971.
29. Базилевич Е. В., Гуров В. С. и др. Передача данных. М., «Связь», 1969.
30. Борисов Ю. П., Пенни П. П. Основы многоканальной передачи информации. М., «Связь», 1967.
31. Рубин М., Холлер К. Коммутационные системы сетей связи. М., «Связь», 1972.
32. Пуртов Л. П. и др. Элементы теории передачи дискретной информации. М., «Связь», 1972.
33. Копничев Л. Н. Принципы построения аппаратуры для передачи дискретной информации. М., «Связь», 1972.
34. Овчинников В. Н. Устройства автоматического обмена информацией. М., «Энергия», 1971.
35. Темников Ф. Е. Автоматические регистрирующие приборы. М., «Машиностроение», 1968.
36. Арутюнов М. Г., Маркович В. Д. Скоростной ввод — вывод информации. М., «Энергия», 1970.
37. Екатеринин В. С., Степаян А. А. Применение магнитной записи в промышленности. Куйбышевское обл. изд-во, 1968.
38. Абакумов В. Г., Петренко А. И. Устройства на видеопле для ввода графиков в ЭВМ. М., «Энергия», 1967.
39. Петренко А. И. Автоматический ввод графиков в ЭВМ. М., «Энергия», 1968.
40. Петренко А. И., Абакумов В. Г., Будник А. А. и др. Обработка графической информации на ЭВМ. Киев, «Техніка», 1974.
41. Савета Н. И. Устройства ввода и вывода информации универсальных ЭЦВМ. М., «Машиностроение», 1971.
42. Ломов Б. Ф. Человек и техника. М., «Советское радио», 1966.
43. Майдельман И. Н., Ревенко В. Н., Саркисян Б. Г. Отображение информации в автоматизированных системах управления. М., «Советское радио», 1972.
44. Техника систем индикации. Под ред. А. Н. Шеманни и Н. И. Иванова. М., «Мир», 1970.
45. Мясоедов П. Г., Соколов А. Ф. Отображение информации. М., Воениздат, 1971.
46. Электронные системы отображения информации. Под ред. Дж. Ховарда. М., Воениздат, 1966.
47. Инженерия психология. Изд-во МГУ, 1964.
48. Венда В. Ф. Средства отображения информации. М., «Энергия», 1969.
49. Рейнберг М. Г. Формирование знаков на экранах электронолучевых трубок. М., «Энергия», 1969.
50. Соловейчик Н. Е., Драбкин Р. И., Ярмаркин К. К. Электронные устройства отображения информации в автоматизированных системах связи. М., «Связь», 1973.
51. Принс М. Д. Машинная графика и автоматизация проектирования. М., «Советское радио», 1975.
52. Кавалеров Г. И., Мандельштам С. М. Введение в информационную теорию измерений. М., «Энергия», 1974.
53. Петров В. В., Усков А. С. Информационная теория синтеза оптимальных систем контроля и управления. М., «Энергия», 1975.
54. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М., «Советское радио», 1975.
55. Еникеев Е. Х. и др. Единая система ЭВМ. Под ред. А. М. Ларионова. М., «Статистика», 1974.
56. Позин И. Л., Щербо В. К. Телеобработка данных в автоматизированных системах. М., «Статистика», 1976.
57. Говоров В. С. Отображение машинных решений на экранах ЭЛТ. М., «Советское радио», 1975.
58. Зимин Л. И., Савета Н. И., Филиппов Б. В. Средства подготовки данных в АСУП. М., «Статистика», 1976.

- Бит 14
- Время восприятия 321
- Генератор символов 344
 - — на знакпечатающей ЭЛТ 351
 - — с многообмоточными трансформаторами 349
 - — с резисторными делителями 349
 - — с ферритовой матрицей 346
- Головка магнитная 109, 265
- Графопостроитель 276, 278
- Датчик 59
 - генераторный 59, 73
 - емкостной 68
 - индуктивный 69
 - информации комплексный 57
 - параметрический 59
 - сопротивления 63
- Датчиков классификация 59, 60
 - схемы включения 72
 - характеристики 62
- Двигатель шаговый 143, 277
- Дельта-модуляция 215
- Детектор качества сигнала 237
- Диск кодирующий 99
- Дискретизация адаптивная 32
 - информации 24
 - по времени 24
- Дисплей 359, 362
 - текстовый 359
 - графический 359
- Дробления 234
- Емкость информационная 255, 256
- Запись магнитная 264
 - — прямая 291
 - — с подмагничиванием 292
 - — цифровая 294
 - — — по двум уровням 296
 - — — фазовая 297
- Избыточность 22
- Индикаторы газоразрядные 331
 - электролюминесцентные 331
- Индуктосин 106
- Интерполятор 144
- Интерфейс 245
- Информация 7
- Информации комплекс 8
- Искажения краевые 234
- Искатель шаговый 84
- Канал ввода — вывода 245
 - мультиплексный 245
 - связи 148
 - — арендуемый 233
 - — коммутируемый 233
 - — телеграфный 233
 - — телефонный 233
 - — широкополосный 233
 - селекторный 245
- Квантование по уровню 33
 - — оптимальное 36
- Ключи диодно-мостовые 86
 - диодные 85
 - оптико-электронные 88
 - транзисторные 87
- Код Грея 100
 - групповой 172
 - десятичный для перфокарт 286
 - инверсный 172
 - корректирующий 165
 - обнаруживающий ошибки 165, 168
 - с постоянным весом 174
 - с четным числом единиц 170
 - Хаффмена 162
 - Хэмминга 179

- цепной 185
- циклический 175
- Шеннона — Фано 160
- Кодирование визуальной информации 327
- оптимальное 159
- помехоустойчивое 164
- Кодовое расстояние 165
- Количество информации 41, 47, 51, 53
- Коммутаторы датчиков 78
- бесконтактные 80
- контактные 80, 82
- Коммутаторов режимы работы 88
- характеристики 79
- Коммутация каналов 230
- сообщений 230, 239
- Компаратор 133
- диодно-регенераторный 175
- диодный 134
- на базе УПТ 136
- на операционном усилителе 137
- Котельникова теорема 25
- Коэффициент обнаружения 165
- Кратность ошибки 164, 165, 170
- Критерий использования пропускной способности 227
- ослабления шумов в системе 226
- отсчетов 24, 25, 30
- эффективности системы связи 228
- Манипуляция фазовая 218
- — относительная 220
- — — двухкратная 221
- — — трехкратная 224
- Матрица знаковая 285, 345
- Мера информации 9
- — семантическая 22
- — статистическая 11
- — структурная 9
- Мерность информации 8, 257
- носителя геометрическая 255, 257, 267
- физическая 255, 257, 267
- Метод вычерчивания 345, 348
- задержанных совпадений 114
- интегральный 238
- многократной регистрации 238
- поразрядного уравнивания 96
- последовательного счета 95
- растровый 344
- стробирования 238

- считывания 96
- электронного пониуса 113
- Механотрон электронный 68
- Мнемосхема 356
- Модем 249
- Модуляция 185
- амплитудная 186
- импульсная 189
- фазовая 187
- частотная 187
- Мощность энтропийная 41, 44
- Мультимплексор 246, 248
- Накопитель на магнитной ленте 240, 300
- Носитель информации 255, 270
- линейный 255
- объемный 256
- плоский 256
- точечный 255
- Органы регистрирующие 269, 270
- Осциллограф светолучевой 273
- Ошибка 163, 233
- воспроизведения сообщений 198, 199
- Ошибки вероятность 18, 172, 173, 174, 181, 192
- Пакет ошибок 164, 234
- Перфокарта 286
- Перфолента 287
- Перфоратор карточный 288
- ленточный 290
- Полином образующий 176
- Помеха 38
- аддитивная 38
- мультипликативная 38
- перекрестная 205
- флуктуационная 39
- Помехоустойчивость 191
- интегральных видов модуляции 197
- прямых видов модуляции 196
- Преобразование временного интервала в код 111
- кода в перемещение 143
- — — с обратной связью 145
- масштабно-временное 115
- статистических характеристик дискретных сообщений 159
- — — непрерывных сообщений 157
- частоты и фазы в код 112

- Преобразователь аналого-цифровой 95
- — комбинированного типа 128
- — многоканальный 130
- — поразрядного уравнивания 121
- — с генератором линейноизменяющегося напряжения 118
- — с генератором ступенчатого напряжения 117
- — следящего типа 119
- — с поразрядными компараторами 122
- — с последовательным умножением разности 122, 124
- — считывания на ЭЛТ 116
- — — с полным набором эталонов 127
- — — кода в напряжение 137
- — — на резисторах двух номиналов 141
- — — с весовыми сопротивлениями 139
- — — с суммированием токов 140
- — — с эталонными источниками 138
- — — Грея в двоичный 101
- — — нормирующий 76
- — — угловых перемещений в код 98
- — — — индуктивный 102
- — — — накаливающего типа 105
- — — — с дифракционными решетками 107
- — — — с контактным съемом сигнала 98
- — — — с магнитным барабаном 109
- — — — с матричным кодированием 103
- — — — с промежуточным преобразованием 110
- — — — фотоэлектрический 101
- Прерывания 234
- Пропускная способность канала связи 149
- — дискретного канала без помех 150
- — непрерывного канала 151
- Пункт абонентский 250, 251
- Разделение каналов 201
- — временное 210
- — комбинационное 218
- — частотное 207
- Распределитель импульсов на базе кольцевого регистра 89
- — — — сдвигающего счетчика 90
- — — — счетчика и дешифратора 92
- — — с кодовым избором 93
- — — — с прямоугольным дешифратором 94
- Регистрация фотографическая 261
- — электронным лучом 267
- Режим векторный 354, 360
- — монополюсный 245
- — мультиплексный 245
- — прямолинейных отрезков 355
- — точечный 353, 360
- Реле электромагнитные 83
- Сигнал 7
- Символы информационные 167
- — — — контрольные 167
- Система передачи информации 148
- — — — многоканальная 148, 149
- — — — с временным разделением 209
- — — — с КИМ 214
- — — — с линейнонезависимыми канальными сигналами 204
- — — — с ортогональными канальными сигналами 206
- — — — с частотным разделением 206
- — — — цифровых данных 229
- — — — с информационной обратной связью 237
- — — — с комбинированной обратной связью 237
- — — — с решающей обратной связью 235
- — — — функций взаимная 204
- Скорость передачи информации 148
- — — — получения информации 56
- Событие 7
- Сообщение дискретное 7
- — — — непрерывное 8
- Способ регистрации 258
- — — — графический 259
- — — — печатный 263
- — — — перфораторный 264
- Способность информационная 51
- Трубка электронно-лучевая 333

— — запоминающая 115, 267, 358
— — накопечатающая 351
Уплотнение дополнительное 212
Условие линейной независимости 203
— ортогональности 203
Устройство динамической печати 208, 282
— кодирующее 171, 177, 178, 182, 185
— коммутации сообщений 241
— обмена информацией 243
— отображения 319
— индивидуального пользования 324
— — коллективного пользования 322, 357
— — лазерное 341
— — на ЗЭЛТ 358
— — светоклапанное 336
— — телевизионное 363
— — фильмопроекционное 335
— перфорирующее 285
— печатающее знаковсинтезирующее 283
— регистрирующее графическое 268
— — двухкоординатное 275, 276
— статистической печати 279
— считывания графической информации 302, 307
— — печатных знаков 318

— — с магнитных лент 317
— — с перфолент и перфокарт 313

Формат сообщения 240

Функция отсчетов 26

Центр коммутации 230, 239

Число делений эквивалентное 55

— — — комплексного датчика 58

Шаг дискретизации 32

— квантования 34

Шрифт магнитный 310

— Макворта 329

— стилизованный 310

Энтропия 13

— дифференциальная 20

— непрерывных сообщений 19

— нормального распределения 20

— равномерного распределения 22

— условная 16

Энтропии свойства 14

Энтропийный коэффициент 54

Энтропийное значение погрешности 54

Яркость изображения 325, 334

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава I. Элементы теории информации	7
1. Понятие информации. Формы информации	7
2. Мера количества информации	9
Структурные меры информации	9
Статистические меры информации	11
Семантические меры информации [3]	22
3. Дискретизация информации	24
Дискретизация по времени	24
Квантование по уровню	33
4. Оценка количества информации при наличии шума	37
Источники помех. Характеристики помех	38
Количество информации при наличии помех	41
Контрольные вопросы и примеры	44
Глава II. Устройства отбора информации	46
1. Информационные характеристики устройств отбора	46
Количество информации при измерении. Энтропийная оценка погрешности	47
Понятие об информационной способности устройств отбора и скорости получения информации	55
Комплексный датчик информации. Основные характеристики комплексного датчика	56
2. Первичные преобразователи устройств отбора информации	59
Классификация датчиков	59
Характеристики датчиков	61
Некоторые типы датчиков	63
Нормирующие преобразователи	76
3. Коммутаторы датчиков	78
Характеристики датчиков. Типы коммутаторов	78
Элементы коммутаторов	82
Управление коммутаторами	88
4. Аналого-цифровые преобразователи сигналов	95
Методы аналого-цифрового преобразования. Характеристика методов	95
Основные характеристики АЦП	96
Преобразователи перемещений в цифровой код	98
Преобразователи временных интервалов, частоты и фазы в код	111
Преобразователи напряжения в цифровой код	117

Многоканальные АЦП	130
Функциональные АЦП	132
Элементы аналого-цифровых преобразователей	133
Контрольные вопросы и примеры	146
Г л а в а III. Устройства передачи информации	147
1. Информационные характеристики устройств передачи	148
Скорость передачи информации. Пропускная способность канала связи	148
Влияние распределения шумов по спектру на скорость передачи информации	153
2. Согласование источников сообщений с каналами связи	155
Согласование комплексного датчика информации с каналом связи	155
Преобразование статистических характеристик сообщений	157
Оптимальные коды	159
Помехоустойчивое кодирование	164
Обнаруживающие и корректирующие коды	168
3. Модуляция переносчиков информации	185
Основные виды аналоговой модуляции	186
Виды импульсной модуляции	189
Помехоустойчивость аналоговых видов модуляции	191
4. Многоканальные системы передачи информации	199
Структурная схема многоканальной системы передачи информации	200
Некоторые вопросы разделения канальных сигналов	203
Многоканальная система с линейнонезависимыми канальными сигналами	204
Многоканальные системы с взаимноортогональными канальными сигналами	206
Многоканальные цифровые системы передачи информации	214
Оценка эффективности многоканальных систем передачи информации	226
5. Некоторые вопросы организации систем обмена информацией	229
Структура систем передачи данных	229
Характеристики каналов, используемых для передачи данных	233
Защита от ошибок в системах передачи данных	235
Коммутация сообщений в системах передачи данных	239
Устройства обмена информации по каналам связи	243
Контрольные вопросы и примеры	252
Г л а в а IV. Устройства регистрации информации	254
1. Носители информации. Информационная емкость носителей. Документы регистрации	255
2. Способы регистрации информации	257
Классификация способов регистрации. Основные характеристики	257
Графические способы регистрации	259
Перфораторный способ регистрации	264
Магнитная запись	264
Регистрация электронным лучом	267
3. Регистрирующие устройства	268
Графические регистрирующие устройства	268
Печатающие регистрирующие устройства	279
Перфорирующие регистрирующие устройства	285
Устройства регистрации информации на магнитной ленте	291
4. Считывание информации с документов регистрации	301
Устройства считывания графической измерительной информации	302

Устройства считывания печатных знаков	308
Устройства считывания информации с перфолент и перфокарт	313
Устройства считывания цифровой информации с магнитных лент	315
Контрольные вопросы и примеры	318
Г л а в а V. Устройства отображения информации	319
1. Особенности работы человека-оператора в автоматизированных системах	320
2. Классификация устройств отображения информации. Основные характеристики устройств	322
3. Зрительные факторы и их учет при разработке устройств отображения информации	325
4. Средства отображения информации	331
Газоразрядные индикаторы	331
Электролюминесцентные индикаторы	331
Электронно-лучевые трубки в устройствах отображения информации	333
Фильмопроекторные устройства	335
Светоклапанные устройства с масляной пленкой	336
Другие средства отображения информации	341
5. Генерирование символов в устройствах отображения	344
6. Формирование графических изображений в устройствах отображения информации	353
7. Некоторые устройства отображения информации	356
Контрольные вопросы	365
Список литературы	367
Предметный указатель	369

Валентин Георгиевич Абакумов

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРОМЫШЛЕННЫЕ УСТРОЙСТВА

Редактор Л. Н. Чмиль
Обложка художника Г. М. Балюна
Художественный редактор С. И. Духленко
Технические редакторы М. С. Чабан, Н. И. Каткова
Корректор Н. Б. Милевская

Информ. бланк № 2661

Сдано в набор 10.08.77. Подписано в печать 29.03.78. БФ 08700.
Формат 60×90^{1/16}. Бумага типограф. № 1. Лит. гарн. Выс. печать.
23,5 печ. л. 27,15 уч.-изд. л. Тираж 9000. Изд. № 3172. Зак.
№ 8158. Цена 1 р. 30 к.

Головное издательство издательского объединения «Вища школа».
252054, Киев-54, ул. Гоголевская, 7

Книжная фабрика «Коммунист» РПО «Подграфкинг» Гос-
комиздата УССР, 310012, Харьков-12, ул. Энгельса, 11.