

Санкт-Петербургский Государственный
политехнический университет

В.Г.Кнорринг

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Теоретические основы цифровой измерительной техники

Учебное пособие

С аналого-цифровыми и цифроаналоговыми преобразованиями сталкиваются практически любые специалисты, работающие в различных областях информационной техники. Область измерительной техники отличается только нормируемыми метрологическими характеристиками используемых устройств, то есть предъявляет более строгие требования к аналого-цифровым и цифроаналоговым преобразователям.. В данном учебном пособии изложены общие вопросы цифровой измерительной техники и рассмотрены особенности характеристик цифровых средств измерений, вытекающие из типовой математической модели канала аналого-цифрового преобразования. В отличие от других книг, посвященных цифровой измерительной технике, отмечена и прослежена связь ее теоретических основ с современной теорией шкал (репрезентационной теорией) и таким образом показана их фундаментальность. Содержание пособия дает основу для последующего изучения конкретных структур и схем аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, а также цифровых приборов и калибраторов.

Предполагается, что читатель знаком с теорией цепей и сигналов, аналоговой и цифровой электроникой, а также логическими основами цифровой вычислительной техники.

Пособие непосредственно предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Цифровые измерительные устройства» при подготовке инженеров специальности **190900 «Информационно-измерительная техника и технологии»** направления **653700 «Приборостроение»**, а также бакалавров и магистров направления **551500 «Приборостроение»**.

Однако материал пособия может быть использован и студентами других специальностей и направлений, а также специалистами, работающими в различных областях информационной техники.

1. Общие вопросы цифровой измерительной техники

1.1. Цифровая измерительная техника и ее средства

Стандартизованного определения цифровой измерительной техники (ЦИТ) нет. Можно предложить следующее определение: *ЦИТ есть совокупность методов и средств использования цифровых сигналов для представления информации о размерах измеряемых или воспроизводимых физических величин.*

Средства ЦИТ выполняют функции аналого-цифрового (АЦ) или цифроаналогового (ЦА) преобразования, являясь, таким образом, либо аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), либо цифроаналоговыми преобразователями (ЦАП).

Имеются и неизмерительные ЦАП и АЦП. Они широко применяются для преобразования формы представления информации (из аналоговой в цифровую и наоборот) в системах связи, управления, обработки сигналов и изображений. Таким образом, ЦИТ находится на пересечении двух крупных областей: измерительной техники с одной стороны и техники преобразования формы представления информации – с другой (рис. 1.1).

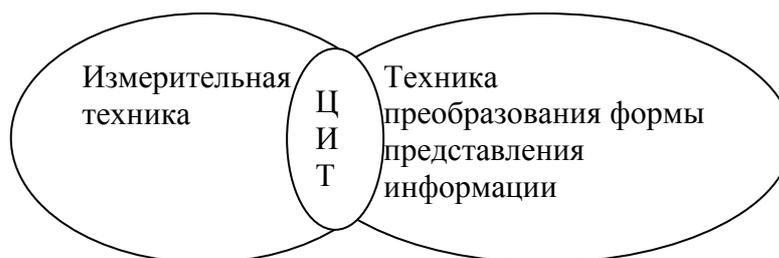


Рис. 1.1.

Кроме того, нужно понимать, что термины «АЦП» и «ЦАП» используются в нескольких (по крайней мере в трех) различных значениях. Первое значение – это *функциональный узел*, выполняющий одно из упомянутых преобразований информации и могущий быть выполненным как угодно (в виде прибора, модуля, платы, ее части, и т.д.). Именно это значение было использовано выше во втором абзаце этого параграфа.

Другое значение – это *конструктивно законченный блок аппаратуры, прошедший испытания и имеющий гарантированные характеристики*, предназначенный для работы в той или иной системе – измерительной, управляющей, связной и т.д. (но не для непосредственного взаимодействия с человеком). Обычно при этом предполагается, что АЦП имеет вход по напряжению или току, а ЦАП – такой же выход; при других входных или выходных величинах используют иные термины. Измерительные АЦП и ЦАП отличаются от прочих только нормированными метрологическими характеристиками, обеспечиваемыми поверкой и надлежащим пломбированием.

Наконец, третье значение – это *микросхема*, выполняющая основную часть указанных выше функций, но нуждающаяся в подаче питания, а также, как правило, в «обвязке» дополнительными пассивными, а часто и активными элементами. Выбор нужного значения термина обычно ясен из контекста.

Средства ЦИТ, выполняющие АЦ преобразование, могут быть изображены так, как показано на рис. 1.2.

Здесь символами # и \cap обозначены соответственно цифровое и аналоговое представление информации; X – измеряемая (или в общем случае преобразуемая) величина, а N – выходной код. Отметим, что при таком изображении под входом и выходом средства измерений, в данном случае X и N , всегда понимаются соответственно не один конкретный размер величины и не одна кодовая комбинация, а множества возможных размеров и допустимых выходных кодовых комбинаций. Таким образом, в математическом смысле здесь (и далее аналогично) описывается *отображение одного множества на другое*.

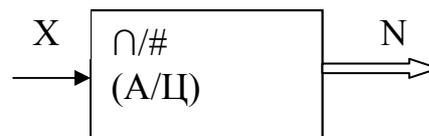


Рис. 1.2.

Если говорить только о средствах, конструктивно законченных и имеющих нормированные метрологические характеристики, то к тем из них, которые соответствуют рисунку 1.2, относятся собственно АЦП (во втором из перечисленных выше значений этого слова), цифровые измерительные приборы (ЦИП), подразделяющиеся на лабораторные, щитовые и прочие, а также цифровые датчики. Цифровые датчики и АЦП предназначаются для выдачи кодовых сигналов в те или иные системы, а ЦИП – обязательно имеют отсчетное устройство для восприятия результатов измерения человеком, хотя часто снабжаются и выходом для включения в систему.

Аналогично, средства ЦИТ, выполняющие ЦА преобразование, могут быть изображены так, как показано на рис. 1.3, где N – входной (управляющий)

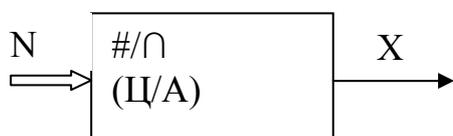


Рис. 1.3.

код, а X – выходная величина, которая в общем случае может быть напряжением, током, углом сдвига фаз, частотой и т.д.

Если же снова говорить только о конструктивно цельных и метрологически обеспеченных средствах, то к ним нужно отнести собственно ЦАП (устройства

системного применения с выходом по напряжению или току), различные цифруправляемые калибраторы, преимущественно используемые как средства проверки тех или иных приборов, а также ряд специфических устройств, имеющих собственные названия. Например, преобразователи код \rightarrow частота называют синтезаторами частоты, преобразователи код \rightarrow длительность – таймерами, преобразователи код \rightarrow положение – позиционером и т.д.

В качестве особого частного случая средств ЦА преобразования выделим *аналоговые преобразователи с кодоуправляемыми параметрами*: усилители или аттенюаторы, коэффициенты усиления или затухания которых задаются кодовым сигналом; фильтры с кодоуправляемыми характеристиками и т.д.

Подобные средства наиболее естественно изображать так, как показано на рис. 1.4, где X и Y – соответственно входная и выходная величины, но можно и привести их к структуре рисунка 1.3, если на последнем в качестве величины X понимать коэффициент затухания аттенюатора, частоту среза фильтра или

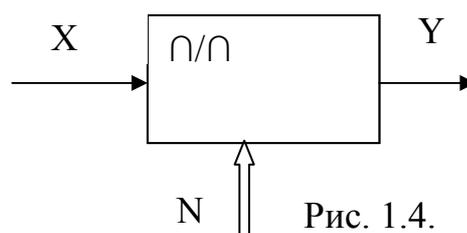


Рис. 1.4.

какой-либо иной параметр, задаваемый кодовым сигналом. Средства этой группы редко выполняются как конструктивно законченные блоки, а чаще входят как функциональные узлы в состав более сложных устройств.

Упражнения к разделу 1.1.

У1.1.1. В тексте к рис. 1.2 было использовано выражение «отображение одного множества на другое». Как известно, в математике различают «отображение в» и «отображение на». Правильно ли для данного случая выбран именно последний термин?

У1.1.2. Ответьте на вопрос: должны ли, по Вашему мнению, различаться ЦИП отдельных групп (в частности, лабораторные и щитовые) не только по конструктивному оформлению, но и по *характеристикам*? Если должны, то как именно?

1.2. Аналоговое и цифровое представление информации

Введенные выше понятия АЦ и ЦА преобразований опираются на фундаментальные положения о различных формах представления информации.

Различают аналоговую и кодовую (в частном случае цифровую) формы представления информации. Согласно одному из определений (по А.Д.Урсулу, исследовавшему понятие информации с философских позиций), *информация есть отраженное разнообразие*. Из этого следует, что форма представления информации есть не что иное, как способ отображения исходного разнообразия. *При аналоговом представлении результат отображения похож на отображаемое, аналогичен ему; при кодовом представлении отображение условно, и описывающая его функция более или менее произвольна.*

Кодовое представление называют цифровым, когда кодовые символы трактуются как цифры. Пример нецифрового кодового представления информации – система морских сигнальных флажков; легко найти и другие примеры.

Не следует смешивать пару понятий «аналог – код» с парой понятий «непрерывное – дискретное (прерывистое)». Справедливо, что кодовые символы всегда *дискретны по смыслу*; но это не препятствует их передаче плавно меняющимися сигналами. Так, фонемы в «членораздельной» речи мы воспринимаем как отдельные дискретные единицы, в то время как речевой сигнал на осциллограмме выглядит как непрерывная функция времени. Обратное, аналоговое представление информации может быть прерывистым во времени или в пространстве (дискретизированным), а также и по размеру (квантованным), – например, выходной сигнал ЦАП, заведомо аналоговый, квантован по размеру. Отметим, что существуют «дискретно-аналоговые» измерительные приборы: в них перемещение указателя имитируется переключением светодиодов в линейке, в которой светится всегда один светодиод из многих, расположенных вплотную друг к другу.

Достоинства аналогового представления – наглядность, простота обнаружения тенденций изменения, богатство деталей; недостатки – сложность обработки (обычно для каждой операции требуется самостоятельный функциональный блок) и подверженность искажениям (например, на

электрический аналоговый сигнал влияет сопротивление линии). При цифровом представлении обработка, как математическая, так и логическая, может выполняться унифицированными средствами. Что же касается искажений, то, благодаря смысловой дискретности кодовых символов, не слишком большие искажения не меняют их смысла. Поэтому, в частности, теоретически возможна сколь угодно высокая точность цифрового *представления* измерительной информации, зависящая только от разрядности кода (реально точность определяется погрешностью *получения* информации, но и в этом отношении цифровые средства по ряду причин оказываются лучше).

Поскольку достоинства аналогового и кодового представлений дополняют друг друга, во многих случаях целесообразно применять эти формы представления совместно.

Важно, что аналоговая и кодовая формы представления информации не разделены непроницаемой перегородкой; ниже в разделе 2.2 будут отмечены для некоторых конкретных кодов «аналоговые свойства», которые зачастую оказываются полезными для реализации АЦ преобразования.

Упражнение к разделу 1.2.

Проанализируйте в качестве примера совместного применения аналоговой и цифровой форм представления информации типичное описание какой-либо функции в математическом справочнике (формулой, таблицей и графиком в оцифрованных координатах). Ответьте на вопрос: как здесь сказываются достоинства обоих представлений?

1.3. Цифровая измерительная техника и современная теория измерений

Одно из фундаментальных направлений современной теории измерений изучает вопрос о правомерности и смысле представления свойств реальных объектов числами. Это учение, называемое теорией шкал или *репрезентационной теорией* (от represent – представлять), является даже более общим, чем теория измерений, поскольку не всегда числа, соответствующие свойствам объектов, суть значения величин, а измерения имеют дело только с величинами.

Репрезентационная теория (РТ) основана на теоретико-множественном подходе. Рассматриваются два множества: множество объектов, которые в РТ называются эмпирическими, т.е. доступными для реальных или по крайней мере мысленных экспериментальных действий, и множество абстрактных сущностей, чаще всего чисел. На этих множествах задаются отношения и операции; таким образом, множества превращаются в *системы с отношениями*, или (другой равносильный термин) *реляционные системы*.

Отметим, что термин «отношение» здесь использован в общем логическом значении (поясненном ниже). Наряду с ним он имеет значение арифметического характера – число, равное дробному выражению. Это второе значение тоже скоро понадобится. Чтобы не путать эти два значения, можно при необходимости пояснять их иностранными словами – соответственно *relation* и *ratio*.

С точки зрения формальной математики отношением (в смысле *relation*), заданным на множестве M , называется некоторое подмножество декартовой степени этого множества. В частности, *бинарное отношение* – это выбранное произвольно или по определенному правилу множество упорядоченных пар элементов исходного множества; *тернарное отношение* – множество упорядоченных троек элементов и т.д. С эмпирической же точки зрения факт наличия некоторого заданного отношения между объектами (например, бинарного) устанавливается экспериментом или наблюдением. Например, двое мужчин (в математической формулировке: два элемента множества мужчин) находятся в отношении «быть братьями», если установлен факт их рождения от одной матери; один из них находится в отношениях «быть выше по росту» или «быть одного роста» к другому, если их можно поставить рядом и наблюдать различие в росте и т.д. Отметим, что именно экспериментально выявляемые отношения объектов позволяют говорить о наличии у них определенного *свойства*, в данном примере – роста.

Две реляционные системы с множествами-носителями M_1 и M_2 могут быть подобны друг другу в смысле существования такой функции f из множества M_1 в множество M_2 , что элементы множества M_2 , являющиеся образами элементов M_1 , оказываются в таких же отношениях между собой, как и их прообразы в множестве M_1 . В таких случаях говорят, что f осуществляет *гомоморфное отображение* M_1 в M_2 . Например, рассмотрим только что упомянутое сравнение мужчин по росту. Если мы приложим к каждому элементу множества мужчин (M_1) двухметровую линейку с делениями и прочитаем числа на уровне их макушек, то получим гомоморфное отображение M_1 в множество чисел M_2 , поскольку упорядоченным парам бинарного отношения «быть выше по росту», определенного на M_1 , будут соответствовать упорядоченные пары бинарного отношения «больше», определенного на числовой системе M_2 , и аналогично отношению «быть одного роста» на M_1 будет соответствовать отношению равенства чисел из M_2 .

Это подобие между эмпирической системой с некоторым свойством объектов (в рассмотренном примере – ростом), выделенным благодаря наблюдаемым на опыте отношениям, и системой чисел с аксиоматически заданными отношениями и придает смысл выражению свойств объектов числами.

Одним из основных понятий РТ является *шкала*, которая определяется как *упорядоченная тройка, состоящая из эмпирической системы с отношениями, числовой системы с отношениями и функции, гомоморфно отображающей эмпирическую систему в числовую* (рис. 1.5). В некоторых случаях целесообразно расширить это определение, заменив числовую систему на систему знаков, представляющих числа или иногда другие абстрактные сущности.

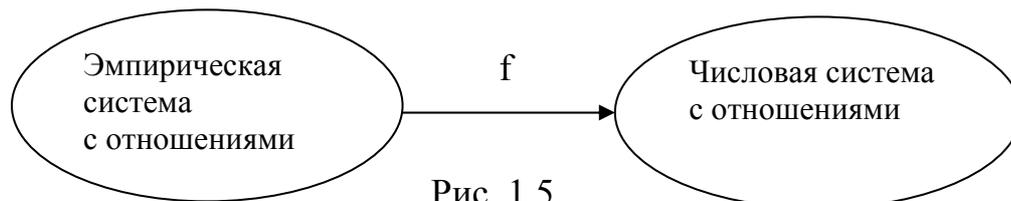


Рис. 1.5.

Наглядно, хотя и не строго, можно представить себе шкалу в виде словаря, в левой колонке которого помещены эмпирические объекты с их общим свойством, а в правой – соответствующие им числа или знаки. Без такого словаря числовое или знаковое представление свойств реальных объектов невозможно. По современным представлениям *измерение какой-либо величины есть сравнение объекта со шкалой этой величины.*

Может показаться, что последняя фраза противоречит классическому определению измерения как сравнения величины с ее единицей (в смысле нахождения отношения – *ratio* – величины к единице, то есть частного от деления величины на ее единицу). Но *непосредственно найти отношение величины к единице в общем случае их неравенства невозможно. Для этого фактически всегда строится та или иная шкала.* Ее построение проще всего реализуется для величин, характеризующихся двумя следующими особенностями. Во-первых, на множестве объектов, на котором определена величина, должна иметь место *физическая аддитивность*, т.е. должна существовать операция объединения объектов, такая, что значение величины объединенного объекта равно сумме значений величин объединяемых объектов. Например, на множестве резисторов одна из возможных операций объединения – последовательное соединение; в результате этого объединения значения сопротивлений соединяемых резисторов складываются. Во-вторых, должна существовать *операция сравнения* объектов, выявляющая некоторое отношение на их множестве, чаще всего отношение порядка.

Рассмотрим простейший пример: множество стержней, на котором определена величина – длина. Физическая аддитивность заключается в наличии операции объединения стержней, их стыковки, при которой значения длин складываются (или, напротив, деления стержня на части, при котором значения длин частей в сумме составляют исходную длину); сравнение осуществляется накладыванием стержней друг на друга так, чтобы одни их концы совместились – расположение других концов укажет порядок стержней по длине. Наличие этих двух операций, а также возможности копирования объектов, позволяет при наличии единицы легко (по крайней мере в среднем диапазоне длин) построить шкалу. Например, получив в свое распоряжение единицу длины в виде метрового стержня, мы можем разделить ее пополам, подобрав точку деления так, чтобы две половины были равны по длине; затем каждую половину еще пополам; каждый полученный участок на 5 частей, равных по длине, после чего получается шкала, состоящая из пятисантиметровых участков, и т.д. до получения, например, миллиметровых делений. С такой шкалой уже можно сравнивать различные объекты, считывая с нее значения их длины, чего нельзя было делать при наличии только исходной единицы.

Аналогичные операции выполняются при построении шкал масс, электрических напряжений, сопротивлений и т.д. Все эти величины *фундаментально измеримы*; они легко поддаются и АЦ преобразованию. С другими величинами, такими как плотность или удельное сопротивление, дело обстоит несколько сложнее, так как на множествах соответствующих объектов нет ни физической аддитивности, ни непосредственной сравнимости. Шкалы для них строятся с использованием определяющих уравнений; реализуются *производные измерения*. Однако и такие шкалы позволяют судить о том, *во сколько раз* одна реализация величины больше другой.

Шкалы, для которых имеет смысл такая постановка вопроса, называются *шкалами отношений* (в смысле *ratio*) или *пропорциональными шкалами* в том случае, если единицу величины можно выбирать по соглашению, и *абсолютными шкалами* в том случае, если единица естественна и единственна, как это получается, например, при измерении коэффициента усиления усилителя или иных относительных величин.

Более слабыми, т.е. передающими меньшее число отношений в системе объектов, являются *шкалы интервалов* (*интервальные шкалы*). В них по соглашению выбирается не только единица, но и объект, которому приписывается нулевое значение атрибута (понятие величины здесь уже неприменимо; в качестве более общего предлагается использовать слово *атрибут*). Наиболее важный пример интервальных шкал – шкалы времени, используемые для датирования событий (отметим, что *интервалы времени* измеряются в пропорциональных шкалах).

Так, годы можно отсчитывать от «рождества Христова», а можно и от «сотворения мира», от начала французской революции и т.д. Бессмысленно задавать вопрос: «во сколько раз одна дата больше другой?». Конечно, число 2000, обозначающее год, вдвое больше числа 1000, которое тоже может обозначать год; но отношение числовых обозначений дат изменится при переносе начала отсчета лет (которое является *допустимым преобразованием* шкалы времени). Зато вопрос, «на сколько лет (или минут, или микросекунд) одно событие произошло позже другого?», вполне осмыслен.

Возможны и еще более слабые шкалы: *шкалы порядка* (*порядковые или ординальные шкалы*), передающие только порядок объектов по степени проявления некоторого свойства и не позволяющие ответить даже на вопрос «насколько велико различие?» и *номинальные шкалы*, используемые при процедурах наименования и классификации объектов и не передающие даже отношений порядка. Для ЦИТ они не представляют интереса и здесь упомянуты только для полноты изложения.

Отметим, что термин «шкала» может использоваться в несколько различающихся значениях в зависимости от того, как понимаются три составных части ее определения: эмпирическая система, числовая или знаковая система и функция из первой во вторую. Когда говорят «шкала величины», имеют в виду эмпирическую систему, характеризуемую произвольными реализациями величины, и функцию в виде набора определенных правил. Такая шкала может быть чисто теоретической конструкцией (как, например, идеальная термодинамическая шкала температур), и может быть приближенно реализована на практике (как, например, международная практическая температурная шкала). Когда же говорят «шкала отсчетного устройства аналогового прибора», то эмпирическая система состоит из положений указателя, совмещенных с отметками шкалы, числовая система – это система чисел отсчета, а функцией является соответствие между отметками и стоящими около них числами отсчета (или подразумеваемыми числами, если речь идет о промежуточных отметках).

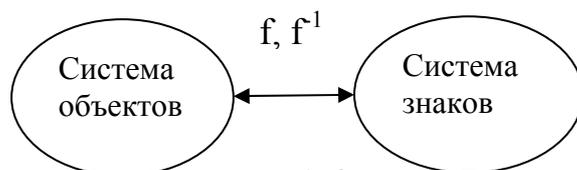


Рис. 1.6.

Для шкал, используемых в средствах ЦИТ, характерно то, что функция f есть непосредственная связь объектов эмпирической системы с кодовыми знаками, изображающими числа (рис. 1.6).

Чтобы подчеркнуть эту особенность, в дальнейшем будем использовать термин *кодированная шкала*.

Кодированную шкалу можно определить как *систему объектов, сцепленных со знаками*. При этом могут существовать как прямая функция f , так и обратная f^{-1} . Последняя реализуется в ЦАП.

Электрические аналоговые приборы позволяют осуществлять при измерениях *разновременное сравнение*: мера или шкала измеряемой величины используются только при градуировке прибора. Напротив, большинство средств ЦИТ имеют встроенные меры, и при измерениях с помощью этих средств кодированная шкала измеряемой величины, как правило, участвует в каждом акте измерения. Более того, некоторые средства ЦИТ строят шкалу измеряемой величины в ходе измерения, реализуя тем самым фундаментальное измерение. Следовательно, ЦИТ тесно связана с РТ, и теория средств ЦИТ имеет фундаментальное значение как часть теории измерений.

Следует помнить, что непосредственное сравнение измеряемой величины с ее шкалой не является единственным принципом использования шкал при цифровых измерениях; некоторые другие принципы, в частности, сравнение с мерой с помощью *временной шкалы-посредника*, встретятся ниже в разделе 1.5 при рассмотрении конкретных разновидностей кодированных шкал.

Упражнения к разделу 1.3.

У1.3.1. Предположим, что в Вашем распоряжении имеются: источник напряжения, гальванометр, образцовый резистор 1 Ом и неограниченное количество материала (проводов) для изготовления резистивных элементов. Опишите возможную последовательность операций для построения шкалы сопротивлений, перекрывающей диапазон до 100 Ом с дискретностью 0,5 Ом.

У1.3.2. Шкалу времени определяют как «непрерывную последовательность интервалов, отсчитываемую от начального момента». Как Вы считаете: можно ли обнаружить в этом определении все три компонента общего определения шкалы?

У1.3.3. Опираясь на понятия теории измерений, ответьте на вопрос: что является результатом работы обыкновенных часов (пусть для определенности – кварцевых, с цифровым отсчетом)?

Литература к разделу 1.3.

Математическая теория шкал основательно изложена в монографии: *Пфанцгль И. Теория измерений*. – М.: Мир, 1976. – 248 с. Но эта книга сложна для понимания неподготовленным читателем. Введением в эту тематику может служить пособие: *Кнорринг В.Г. Теоретические основы информационно-измерительной техники. Основные понятия теории шкал*. – Л.: Изд. ЛПИ им. М.И.Калинина, 1983. – 44 с. Сведения о шкалах, применяемых в современной метрологии, можно найти в справочнике: *Брянский Л.Н., Дойников А.С. Краткий справочник метролога*. – М.: Изд-во стандартов, 1991. – 80 с. Для первоначального знакомства с теорией бинарных отношений рекомендуется книга: *Шрейдер Ю.А. Равенство, сходство, порядок*. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1971. – 256 с.

1.4. Элементарные (одноразрядные) аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи

Элементарным АЦ преобразователем электрического напряжения является сочетание опорного источника и компаратора (сравнивающего устройства). От опорного источника, чаще называемого источником опорного напряжения – ИОН, как правило, требуется высокая стабильность выходного напряжения U_{REF} (индекс – от английского *reference*). Компаратор представляет собой устройство с двумя входами, на один из которых подается входной преобразуемый сигнал U_X , а на другой – в данном случае опорный сигнал U_{REF} . Отметим, что последние выражения нестроги: U_X и U_{REF} суть не сигналы как физические процессы, а информативные параметры сигналов, но и в дальнейшем эта нестрогость будет допускаться для краткости.

Компаратор должен формировать на выходе логический (двоичный) сигнал, который далее будет обозначаться α , принимающий значения «0» или «1». Будем считать, что $\alpha = 0$, если $U_X < U_{REF}$, и $\alpha = 1$, если $U_X > U_{REF}$ (рис. 1.7). Случай равенства напряжений с точки зрения реального измерения, выполняемого с погрешностью, не представляет большого интереса; можно допустить, что выходной сигнал компаратора в этом случае имеет право принять любое значение.

Реальные компараторы в настоящее время выполняются по типу операционного усилителя (но имеют логические выходные сигналы) или по структуре триггера с разрываемыми обратными связями: в момент замыкания обратных связей триггер имеет высокую чувствительность к несимметрии режимов его ветвей, что и требуется для компаратора. Схемотехнически удобно получать эффект разрыва обратных связей путем выключения общего тока транзисторов триггера.

Рассмотренные компараторы выявляют на множестве напряжений отношение порядка. В других областях могут выявляться иные отношения. Так, при измерениях времени первичным выявляемым отношением является одновременность событий. Она выявляется двухвходовым элементом И, на входы которого подаются логические сигналы, представляющие сравниваемые события. Такой элемент обычно называют не компаратором, а селектором.

Формируемые при выявлении тех или иных отношений кодовые знаки, принимающие значение «1», когда выявляемое отношение имеет место, можно (по аналогии с известной в теории множеств характеристической функцией

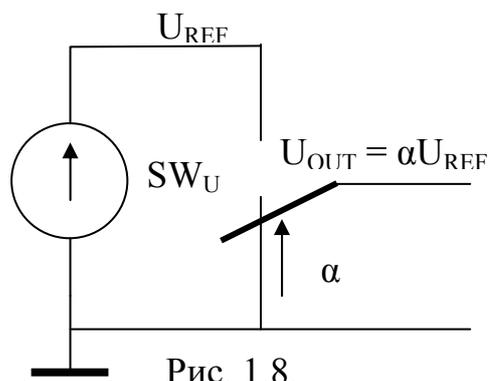


Рис. 1.8.

подмножества, принимающей значение «1», если рассматриваемый элемент множества принадлежит подмножеству) назвать характеристическими знаками выявляемых отношений.

Источник напряжения в сочетании с переключающим ключом SW_U , который при $\alpha = 0$ соединяет выход преобразователя U_{OUT} с линией нулевого потенциала, а при $\alpha = 1$ – с линией U_{REF} (рис. 1.8), является

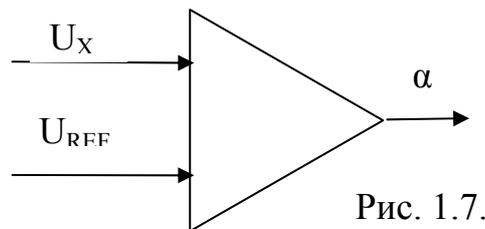


Рис. 1.7.

элементарным ЦА преобразователем с выходом по электрическому напряжению.

Если же используется источник тока, то «токовый» ключ SW_I должен при $\alpha = 0$ соединять выход источника тока с линией нулевого потенциала, а при $\alpha = 1$ – с выходной линией I_{OUT} (рис. 1.9). Для источника тока короткое замыкание – нормальный режим; на рисунке прерывистая линия в цепи полезной нагрузки показывает, что ток должен обязательно протекать по замкнутому контуру небольшого сопротивления.

Сравнивая рис. 1.8 и рис. 1.9, можно видеть, что ключи напряжения и тока взаимно дуальны: точка, являющаяся выходом первого, оказывается входом второго и наоборот. Отметим, что полная дуальность имеет место только на уровне структур; у многих реальных ключей нельзя просто поменять вход с выходом.

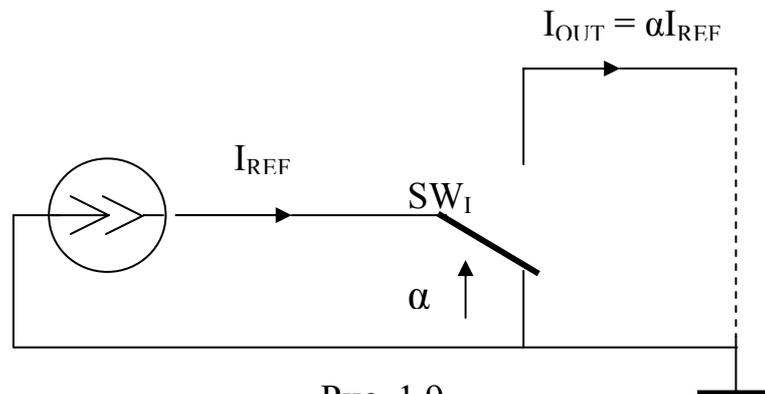


Рис. 1.9.

Рассмотренные элементарные (одноразрядные) ЦАП можно понимать как *вырожденные шкалы*, в которых единственный объект – выходной сигнал, характеризуемый напряжением U_{OUT} или током I_{OUT} , – сцеплен с единственным кодовым символом α .

Упражнение к разделу 1.4.

Ключи рисунков 1.8 и 1.9 в действительности обычно представляют собой пары биполярных или полевых транзисторов: один из них проводит и обеспечивает необходимое соединение, а другой в это время заперт. Но транзисторы не являются идеальными ключами. Запертые транзисторы обычно достаточно представлять схемой замещения в виде источника тока утечки. Проводящий полевой транзистор имеет некоторое сопротивление (от единиц до сотен ом), а схема замещения насыщенного биполярного транзистора содержит сопротивление (обычно несколько ом) и источник напряжения (в диапазоне милливольт). Заметьте, что проводящий биполярный транзистор должен насыщаться только при работе в ключе SW_U , а в токовом ключе он должен оставаться в режиме усиления, не входя в насыщение (почему?).

Проанализируйте влияние этих параметров реальных ключевых элементов на погрешность элементарных ЦАП, т.е. несоответствие формируемого выходного сигнала, в зависимости от значения α , нулевому или опорному напряжению. Учтите, что оба элементарных ЦАП должны работать на некоторую полезную нагрузку.

1.5. Важнейшие типы кодированных шкал

1.5.1. Шкалы источников тока

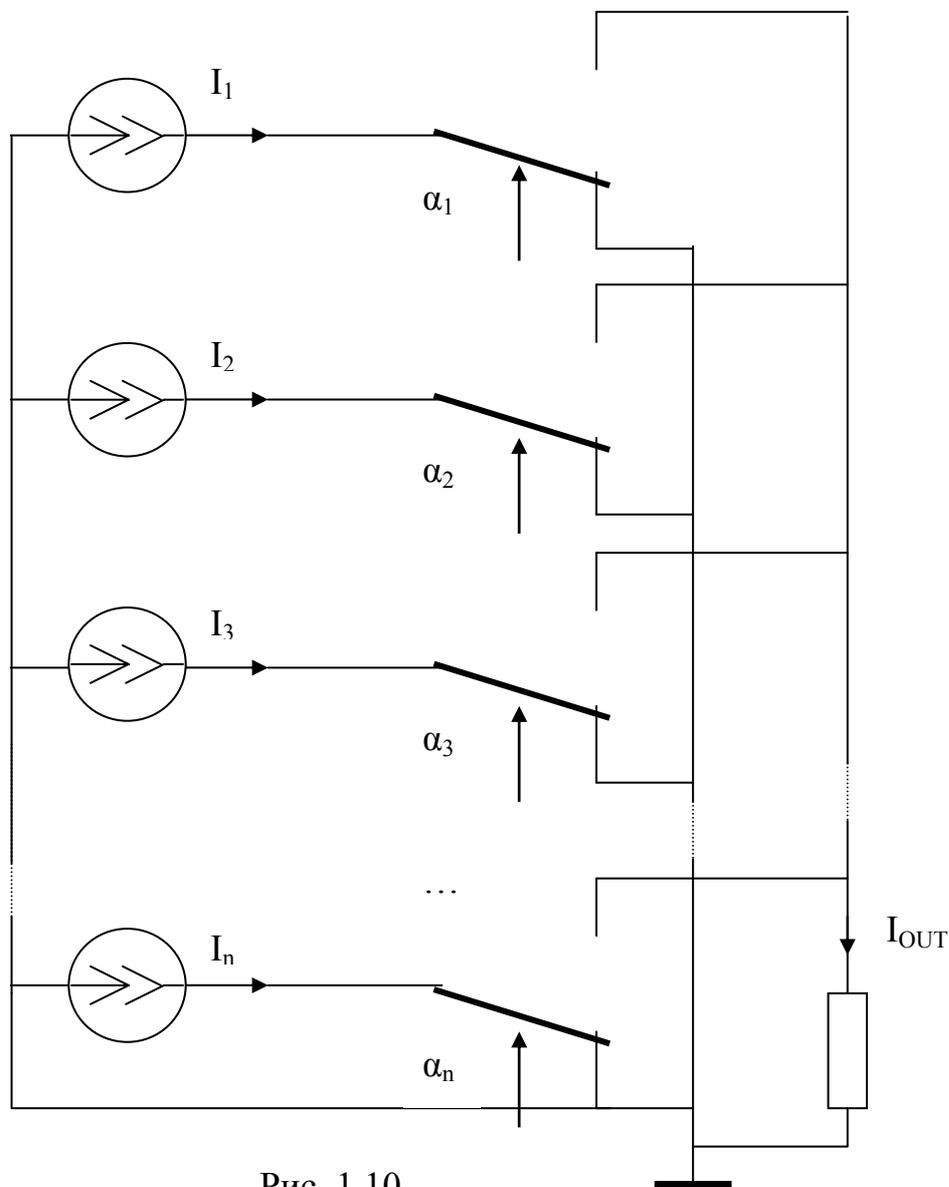


Рис. 1.10.

На рис. 1.10 показана структура, объединяющая выходные токи нескольких элементарных ЦАП, выполненных по рис. 1.9, в общей полезной нагрузке. Суммарный выходной ток может быть записан в следующем виде:

$$I_{OUT} = \sum_{i=1}^n I_i \alpha_i,$$

где I_i – ток i -го источника, а α_i принимает значение «0», если i -й ключ находится в нижнем по схеме положении (направляя ток мимо нагрузки), и «1», если i -й ток идет через ключ в нагрузку.

Сравним это выражение с формулой для нахождения числового значения n -разрядной кодовой комбинации, состоящей из двоичных символов α_i , при условии, что код – взвешенный, т.е. единице i -го разряда присвоен

определенный вес m_i (числовое значение в этом пособии всегда будет пониматься как целое число):

$$N = \sum_{i=1}^n m_i \alpha_i.$$

Видно, что *если подогнать токи* в структуре по рис. 1.10 так, чтобы было выполнено условие $I_i = m_i I_1$, то получится $I_{OUT} = N I_1$. В частности, для натурального числа N , выраженного в двоичной системе счисления (иначе говоря, для натурального двоичного кода), при счете разрядов с единицы,

$$m_i = 2^{i-1},$$

т.е. перечень весов выглядит так: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 и т.д.

В данном случае физическая аддитивность токов обеспечивает *подобие* системы токов I_i системе весов двоичных разрядов кода m_i . Выбирая разные системы весов m_i для подгонки токов, получим шкалы токов для различных взвешенных кодов, или, иначе говоря, *построим цифроаналоговые преобразователи, работающие в этих кодах*. В частности, в двоичном ЦАП должно быть $I_i = 2^{i-1} I_1$.

Известен вариант структуры ЦАП с источниками одинаковых токов I , в котором необходимое соотношение весов получается с помощью делителя токов. В двоичном ЦАП такой делитель строится на резисторах двух номиналов: R и $2R$ (рис. 1.11), при этом вклад каждого $(i + 1)$ -го тока в выходной сигнал вдвое превышает вклад i -го тока.

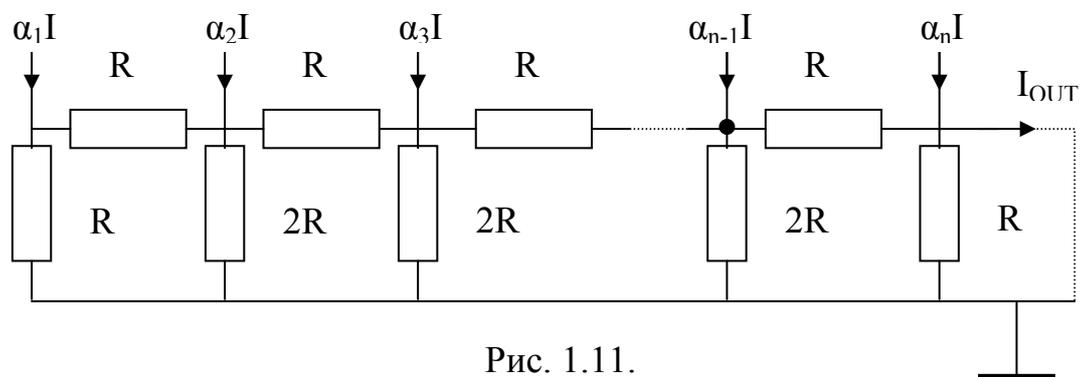


Рис. 1.11.

Отметим, что ЦАП со встроенными резистивными делителями тока могут работать как преобразователи код \rightarrow напряжение без внешней нагрузки; при этом контур, показанный на рис. 1.11 прерывистой линией, размыкается.

На основе цифроаналоговых преобразователей, в том числе выполненных по структурам рисунков 1.10 или 1.11, строятся и АЦП. Ниже на рис. 1.12 показана одна из возможных структур, в которой из преобразуемого напряжения U_X вычитается падение напряжения, создаваемое выходным током I_{DAC} цифроаналогового преобразователя (ЦАП) на резисторе R , так что между входами компаратора получается напряжение, близкое к нулю. Указанное направление тока I_{DAC} (противоположное изображенному выше на рис. 1.10 и 1.11) типично для ЦАП со стабилизаторами тока, построенными на n - p - n транзисторах. Автомат уравнивания, получающий сигнал от компаратора, изменяет по заданному алгоритму управляющий код ЦАП, одновременно являющийся выходным кодом. Предполагается, что в результате выполнения

этого алгоритма достигается приближенное равенство $U_X \approx I_{DAC}R$ и, следовательно, выход N_{OUT} соответствует преобразуемому напряжению.

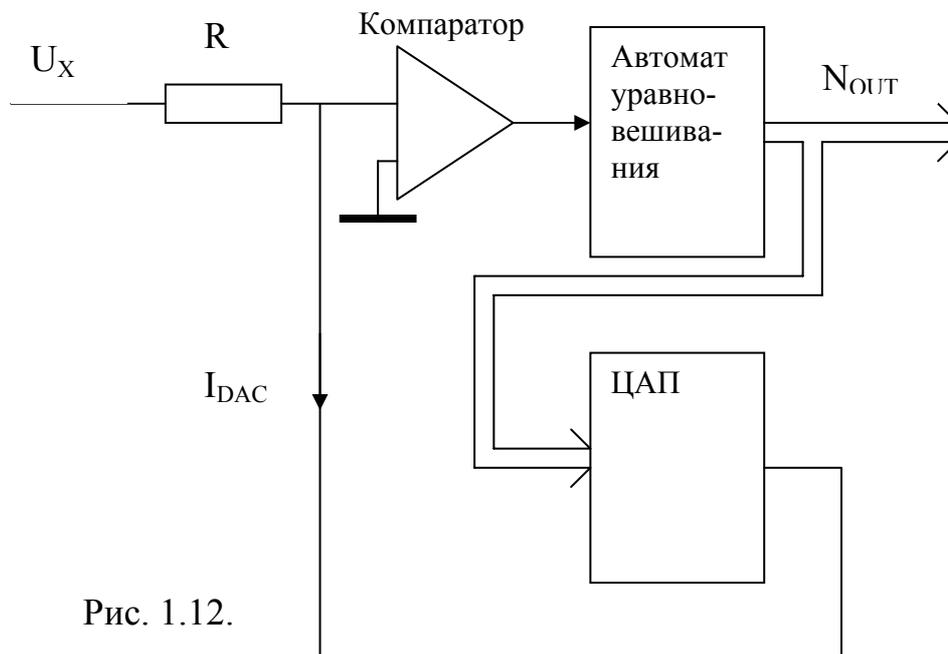


Рис. 1.12.

Наиболее часто в автомате уравнивания используется так называемый регистр последовательных приближений, затрачивающий по одному такту на получение каждого двоичного разряда; соответственно всю структуру называют АЦП последовательных приближений. Реже автоматом уравнивания служит реверсивный счетчик, меняющий направление счета импульсов тактового генератора в зависимости от сигнала компаратора; тогда говорят о следящем АЦП.

1.5.2. Шкалы резисторов

Шкалу этого класса можно построить, пользуясь тем же, что и для шкалы токов, принципом объединения элементов, параметры которых подогнаны в соответствии с системой весов кода. При этом возможно последовательное соединение резисторов (суммируются значения их сопротивлений) или параллельное соединение (суммируются значения проводимостей – рис. 1.13).

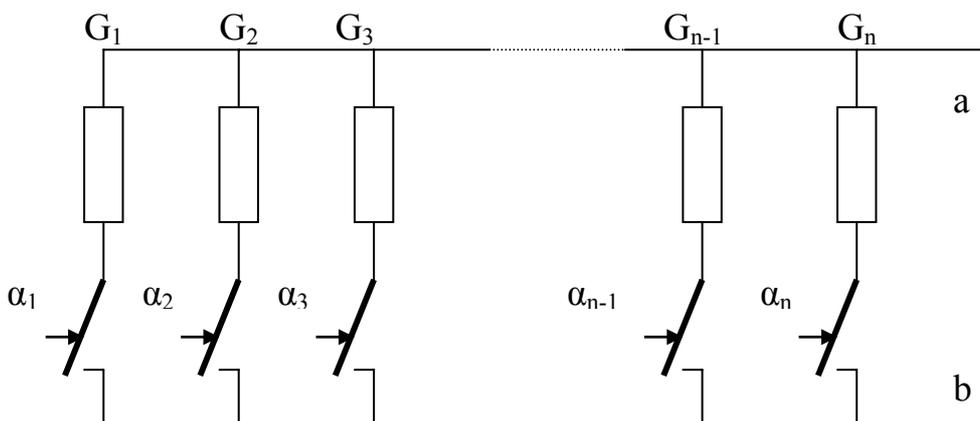


Рис. 1.13.

Удобнее оказывается второй способ соединения, при котором ключи, управляемые логическими сигналами, имеют общую точку (см. рис. 1.13).

Если проводимости G_i резисторов подогнать в соответствии с условием $G_i = m_i G_1$, то суммарная проводимость G_{OUT} между точками **a** и **b** будет равна сумме проводимостей тех ветвей, ключи которых включены, т.е.

$$G_{OUT} = \sum_{i=1}^n G_i \alpha_i = G_1 \sum_{i=1}^n m_i \alpha_i = N G_1,$$

где $\alpha_i = 0$, если соответствующий ключ разомкнут, и $\alpha_i = 1$, если он замкнут. Такую структуру часто называют *цифруправляемой (или кодоуправляемой) проводимостью*.

При использовании структуры с последовательным соединением резисторов каждый из ключей должен шунтировать свой резистор при $\alpha_i = 0$ и размыкаться при $\alpha_i = 1$. Суммарное сопротивление получается равным сумме сопротивлений резисторов, ключи которых разомкнуты – получается *цифруправляемое сопротивление*.

1.5.3. Шкалы резистивных делителей напряжения и тока

Шкалы делителей напряжения, чаще называемые кодоуправляемыми аттенуаторами или *кодоуправляемыми делителями напряжения* (КУДН) обычно выполняются так, чтобы соотношение между выходным U_{OUT} и входным U_{IN} напряжениями имело вид:

$$U_{OUT} = \mu U_{IN} = \frac{N}{N_{mod}} U_{IN},$$

где μ – коэффициент передачи делителя, равный отношению числового значения N управляющей кодовой комбинации к модулю N_{mod} , т.е. числу комбинаций используемого кода. Для двоичного n -разрядного кода, если использовать все возможные комбинации, $N_{mod} = 2^n$. Например, при десяти двоичных разрядах $0 \leq N \leq 1023$, и $N_{mod} = 1024$; при двенадцати разрядах аналогично $0 \leq N \leq 4095$, и $N_{mod} = 4096$, и т.п. При десятичном кодировании, если опять-таки используются все комбинации, возможные при данном числе цифровых позиций, модуль выражается той или иной степенью десяти. Отметим, что часто бывает и неполное использование цифровых позиций, например, когда максимальный возможный отсчет при шести десятичных позициях имеет вид не 999999, а 120000 или 119999.

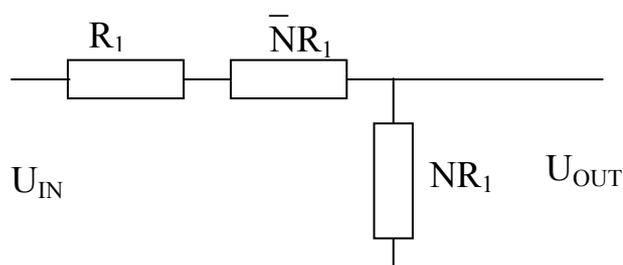


Рис. 1.14

В начальный период развития ЦИТ применялись КУДН, составленные из двух цифруправляемых сопротивлений: одного (NR_1), управляемого прямым кодом, и другого – управляемого обратным (инвертированным) кодом, как изображено на рис. 1.14. Так как сумма числовых значений прямой и обратной комбинаций кода

всегда равна $N_{\text{mod}} - 1$, сопротивление всей цепи рисунка 1.14 не зависит от N и равно $N_{\text{mod}}R_1$, откуда получается $\mu = N/N_{\text{mod}}$, а следовательно и приведенная выше формула.

Недостатками такой цепи (*последовательного делителя на резисторах взвешенных сопротивлений*) являются: необходимость двойного набора резисторов, отсутствие общей точки у ключей, а также нарушение линейной зависимости выходного напряжения от N при наличии внешней нагрузки.

Более удобными оказались *параллельные делители*, эквивалентные последовательному соединению двух цифруправляемых проводимостей (рис. 1.15).

Для этой структуры нетрудно вывести то же выражение, которое было дано в начале этого раздела. Она по свойствам дуальна последовательному делителю; в частности, линейность функции преобразования не нарушается под нагрузкой, но нарушается при конечном выходном сопротивлении источника напряжения. Однако для n -разрядного двоичного кода в ней достаточно иметь только $n + 1$ резистор, так как оказывается возможным переключать одни и те же резисторы из «нижней» ветви в «верхнюю», как показано на рис. 1.16.

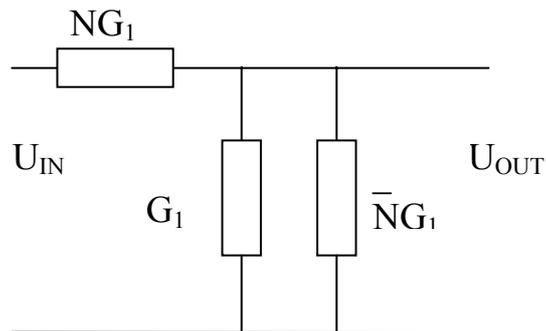


Рис. 1.15

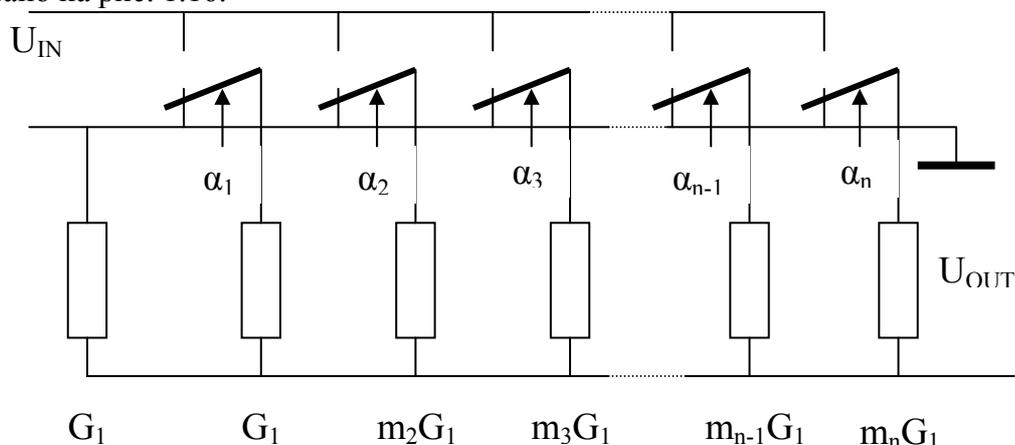


Рис. 1.16.

Такая структура получила название *простого звездообразного делителя напряжения*. Ее легко выполнить в любом взвешенном коде, но при увеличении числа разрядов оказывается неудобным наличие резисторов, на много порядков различающихся по сопротивлению. На практике при работе в двоичном коде чаще применяется ее вариант, – *лестничный делитель*, выполняемый на резисторах только двух номиналов $R - 2R$, что технологически удобнее (см. ниже рис. 1.17).

Как простой звездообразный, так и лестничный делитель допускает наращивание как в сторону старших, так и в сторону младших (дробных) разрядов. Первое реализуется добавлением новых звеньев правее показанных на схемах; второе – «разменом» показанного слева на схемах некоммутируемого

резистора, который как раз и замещает бесконечное количество возможных, но как бы отброшенных дробных разрядов. Отметим, что в лестничном делителе, в отличие от простого звездообразного, *нельзя удалить* этот некоммутируемый резистор, не нарушив линейности характеристики $\mu(N)$.

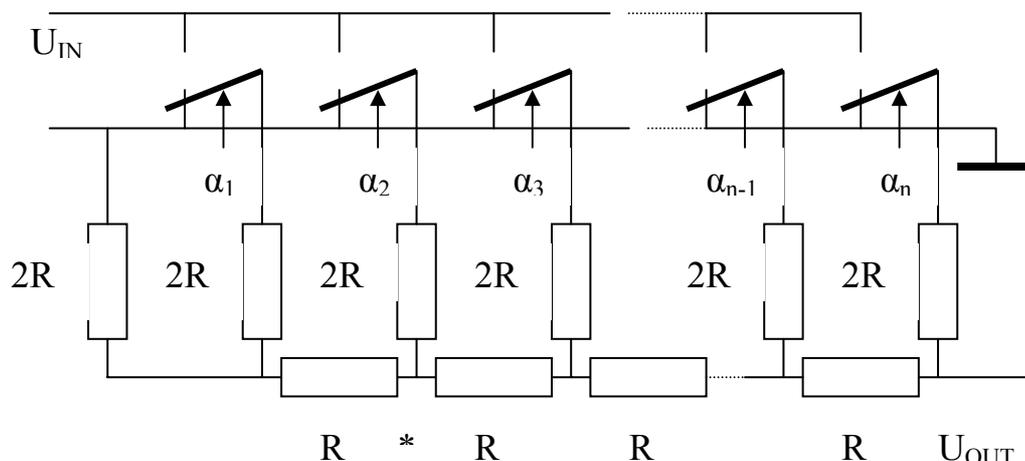


Рис. 1.17.

Возможны различные подходы к расчету лестничного делителя; например, можно наращивать его, начиная с младшего разряда. Возьмем часть структуры, состоящую из некоммутируемого резистора $2R$ и резистора $2R$, переключаемого битом α_1 , и посмотрим, как добавить следующий разряд, поставив при этом условие, чтобы резистор, переключаемый битом α_2 , имел тот же номинал $2R$. Вес разряда α_2 должен быть равным 2, т.е. сумме весов разряда α_1 и бесконечного числа отброшенных дробных разрядов, воплощенных в некоммутируемом резисторе $2R$. Но для этого проводимость части цепи слева от точки, отмеченной на рис. 1.17 звездочкой, должна быть равна проводимости «вертикального» резистора $2R$ разряда α_2 . Параллельно соединенные два левых резистора $2R$ (выходное сопротивление источника U_{IN} должно быть нулевым) имеют сопротивление R , следовательно, нужно их дополнить до сопротивления $2R$ «горизонтальным» резистором R . Точно так же можно рассуждать и дальше, постепенно наращивая разряд за разрядом.

Подавая входное напряжение U_{IN} кодоуправляемого делителя, выполненного по схемам рисунков 1.16 или 1.17, от источника опорного напряжения U_{REF} , можно превратить его в ЦАП, а на основе последнего, добавив компаратор и автомат уравнивания, построить АЦП.

Поменяв местами вход и выход на структуре рис. 1.17, получим *кодоуправляемый делитель тока*. Его анализ прост: если для токового выхода обеспечен режим короткого замыкания, ток в каждом узле делится пополам, что и обеспечивает двоичную систему весов. Необходимый режим короткого замыкания на выходе обычно реализуется включением операционного усилителя с параллельной обратной связью, преобразующего выходной ток делителя в напряжение. Поскольку входное сопротивление полученного делителя тока не зависит от N , он одновременно является кодоуправляемым преобразователем напряжение \rightarrow ток, а вместе с преобразователем ток \rightarrow напряжение, выполненном на операционном усилителе, реализует функцию

$$U_{OUT} = -\mu U_{IN} = -\frac{N}{N_{mod}} U_{IN},$$

то есть является кодоуправляемым инвертирующим делителем напряжения (аттенуатором). Устройства, выполняемые по таким структурам, по ряду причин допускают изменение входного напряжения U_{IN} в значительно большем диапазоне, чем это возможно в устройствах по рис. 1.16 или рис. 1.17. Поэтому именно их называют *множительными или перемножающими ЦАП*, имея в виду операцию умножения числа N на напряжение U_{IN} в соответствии с вышеприведенной формулой.

Все рассмотренные нами до сих пор делители напряжения строились из расчета использования одного – двух резисторов на двоичный разряд. В последние десятилетия успехи микроэлектронной технологии сделали возможным массовый выпуск микросхем ЦАП и АЦП с делителями из резисторов одного номинала, которых при n -разрядном двоичном коде требуется 2^n штук.

Чтобы построить АЦП с таким делителем, каждый отвод от цепочки резисторов одного номинала R , питаемой от источника U_{REF} , соединяют с входом соответствующего компаратора (их тоже должно быть 2^n штук), а на вторые входы всех компараторов подают преобразуемое напряжение U_X . АЦП воспринимает информацию за один такт: одновременно срабатывает множество компараторов, и затем совокупность их выходных сигналов преобразуется в двоичный код. Такие устройства называют *параллельными АЦП* или *АЦП считывания*; они могут выполнять сотни миллионов и более преобразований в секунду (такие скорости нужны в технике связи и в цифровой осциллографии).

Аттенуатор или ЦАП на делителе из резисторов одного номинала строится примерно так, как показано на рис. 1.18. На этом рисунке не показано управление ключами; ясно, что при двоичном входном коде ключи должны управляться через дешифратор, или должна использоваться более сложная пирамидальная система ключей. При наличии внешней нагрузки характеристика $\mu(N)$ такого аттенуатора становится нелинейной, но этот недостаток устраняют включением повторителя с большим входным сопротивлением на выходе U_{OUT} .

Достоинством делителей на резисторах одного номинала является принципиальная *монотонность характеристики*: с ростом N коэффициент передачи напряжения μ всегда растет, в то время как у рассмотренных выше звездообразных и лестничных делителей, при

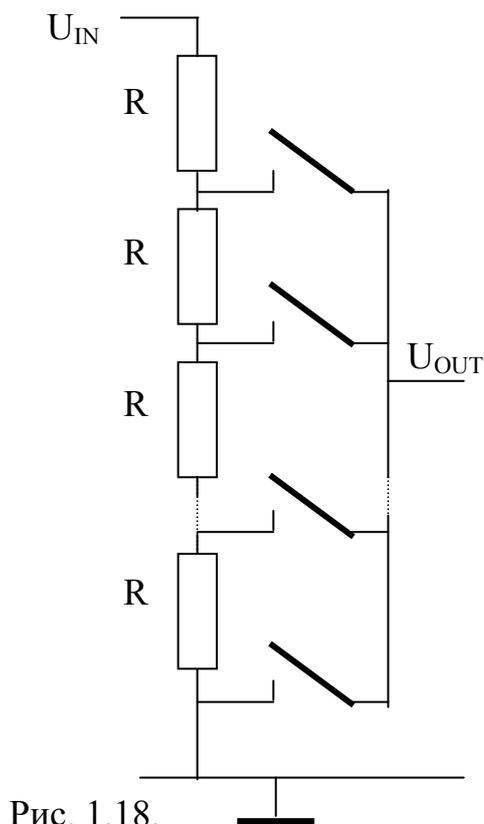


Рис. 1.18.

выполнении их на реальных резисторах, он в области некоторых N может и падать вследствие неточной подгонки резисторов.

Для увеличения разрядности делители на резисторах одного номинала могут включаться каскадно: делитель второго каскада (управляемый младшими разрядами входной кодовой комбинации) подключается через повторители к двум выводам одного из резисторов делителя первого каскада, выбираемого старшими разрядами кода.

1.5.4. Фазовые и временные шкалы

Для построения шкал во временной области исходным является понятие *циклического процесса*, то есть процесса, многократно проходящего определенный цикл состояний. *Фазой* циклического процесса в общем случае называется степень его развития.

Важным частным случаем циклического процесса является гармонический процесс, который можно представить вектором, вращающимся относительно начала координат. Фазой при этом является угловое перемещение Φ вектора относительно начального положения. Если процесс нестабилен или целенаправленно модулирован, длина вращающегося вектора и скорость его вращения ω оказываются непостоянными. В этой ситуации полную информацию о процессе дают две проекции вращающегося вектора на координатные оси – вещественная и мнимая составляющие комплексного сигнала.

В реальных условиях, как правило, доступна только вещественная составляющая сигнала. Мнимая составляющая связана с вещественной интегральным преобразованием Гильберта, но при его применении возникают некоторые трудности, обсуждение которых выходит за пределы данного курса.

Рассуждения упрощаются, если скорость вращения вектора, представляющего процесс, постоянна или меняется очень медленно. Соответствующий электрический сигнал (точнее, вещественную составляющую комплексного сигнала) можно записать в виде $U_m \sin(\omega t + \varphi)$ или $U_m \cos(\omega t + \varphi)$. Во многих случаях вторая запись предпочтительна. Фазой такого гармонического сигнала называют аргумент $\Phi = \omega t + \varphi$ выражения, выбранного для записи сигнала.

Теперь представим себе, что из гармонического сигнала какого-либо генератора формируются короткие импульсы в моменты перехода сигнала через нуль в определенном направлении. Тогда, независимо от возможной нестабильности частоты генератора, появление каждого импульса будет соответствовать приращению фазы сигнала на целый цикл (это естественная единица фазы) или 2π радиан.

Последовательность импульсов образует *импульсную (инкрементную) фазовую шкалу полных циклов*: каждый импульс ограничивает очередной цикл (объект шкалы) и вместе с тем служит кодовым символом, сцепленным с объектом. Термин *инкрементная* означает, что кодовые символы соответствуют только единичным приращениям («инкрементам») фазы и требуют счета для нахождения полной накопленной фазы. Такие шкалы представляют интерес не столько для фазовых измерений, сколько для измерений частоты и времени.

Для фазовых измерений желательно иметь более тонкую шкалу, которую можно назвать *внутрицикловой*. В случае произвольной, но медленно меняющейся частоты сигнала такая шкала может быть сформирована с помощью *умножителя частоты*. Если сигнал не приходит извне, а должен

генерироваться внутри измерительного устройства, возможен обратный подход: формирование самого сигнала на базе внутрициклового фазовой шкалы. Так работают современные микросхемы *прямого цифрового синтеза*: кодовая комбинация с числовым значением N_f , задающая частоту сигнала, периодически, с частотой несколько десятков мегагерц, суммируется с содержимым так называемого аккумулятора фазы – многоразрядного накопительного сумматора. Это содержимое равномерными ступеньками нарастает, переполняет аккумулятор фазы, снова нарастает, и так продолжается, пока работает синтезатор. Старшие разряды содержимого аккумулятора фазы изменяются по приблизительно пилообразному закону. Они используются как адрес, по которому из постоянного запоминающего устройства, где записана таблица синуса или косинуса, извлекаются соответствующие кодовые комбинации. Остается только подать их на быстродействующий ЦАП, чтобы получить гармонический сигнал. Если, например, аккумулятор фазы имеет 32 двоичных разряда, а суммирование числа N_f производится с частотой f_{MCLC} (индекс от слов *master clock*), частота выходного сигнала получается равной $f = f_{MCLC} N_f / 2^{32}$. Одна такая микросхема при постоянной частоте f_{MCLC} может перекрыть диапазон частот выходного сигнала от долей герца до мегагерц. Можно сказать, что прямой цифровой синтез есть способ построения шкалы частот во всем этом диапазоне (конечно, существуют и другие способы, в частности, с использованием фазовой автоподстройки частоты управляемого генератора).

В устройстве прямого цифрового синтеза внутрицикловая фазовая шкала представлена в виде последовательности состояний аккумулятора фазы, причем справедливо соответствие: $N_{mod} \sim 2\pi$ радиан. Два канала прямого цифрового синтеза, работающие с одной и той же частотой f_{MCLC} и одинаковыми N_f , позволяют сформировать два гармонических сигнала с заданным углом сдвига фаз между ними. Имеются и другие способы кодового управления углом сдвига фаз.

С точки зрения *измерений частоты* важно, что связь фазы Φ с частотой

$$f = \frac{1}{2\pi} \omega = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt},$$

где Φ выражена в радианах, сохраняется в случаях, когда гармонический сигнал модулирован по частоте или фазе (что по существу одно и то же).

Рассмотрим с этих позиций классический цифровой частотомер, который формирует импульсы в моменты переходов своего входного сигнала через нуль в определенном направлении и считает эти импульсы в течение заданного интервала времени (*измерительного интервала*) T_n . При гармоническом входном сигнале, безразлично, модулированном или нет, результат счета N есть округленное вверх или вниз до целого числа приращение $\Delta\Phi_n$ выраженной в циклах фазы сигнала Φ_n за время T_n . Оценку f^* измеряемой частоты получают формально делением N на T_n , для чего в реальном приборе (где T_n обычно выбирается из ряда 1 мс; 10 мс; 100 мс; 1 с; 10 с) достаточно высветить на отсчетном устройстве в надлежащей позиции десятичную точку. Полученная оценка f^* соответствует средней производной фазы на измерительном интервале, т.е. средней частоте на этом интервале:

$$f^* = \frac{1}{T_n} N \approx_{\text{кв}} \frac{\Delta\Phi_n}{T_n} = \left(\frac{d\Phi_n}{dt} \right)_{\text{cp}} = f_{\text{cp}},$$

где символ « $\approx_{\text{кв}}$ » означает «с точностью до ступени квантования». *Формирование частотомером фазовой шкалы из своего входного сигнала* – важный принцип измерения, на который редко обращают внимание.

Конечно, встречаются и последовательности импульсов, не связанные с каким-либо исходным гармоническим процессом. Допустим, например, что импульсы на цифровой частотомер поступают от фотодатчика, отмечающего падение капель жидкости из некоторого сосуда. Этот процесс приблизительно периодичен (точнее, цикличен), но говорить о его фазе трудно. В таких случаях результат счета N можно понимать как оценку отношения измерительного интервала $T_{\text{и}}$ к периоду $T_{\text{х}}$ исследуемого процесса, т.е. тот же механизм (счет импульсов в течение измерительного интервала) можно трактовать и как оценивание частоты в соответствии с ее «хронометрическим» определением – частота есть величина, обратная периоду $T_{\text{х}}$ периодического процесса:

$$N \approx_{\text{кв}} \frac{T_{\text{и}}}{T_{\text{х}}}; f^* = \frac{1}{T_{\text{и}}} \quad N \approx_{\text{кв}} \frac{1}{T_{\text{х}}}.$$

Модулированный гармонический процесс, упомянутый выше, вообще говоря, не имеет периода, и для него правильнее пользоваться «фазовым» определением частоты, которое и фигурировало в предыдущих рассуждениях.

Но это еще не все. На цифровой частотомер может быть подан и случайный поток импульсов, например, от регистратора частиц, возникающих вследствие радиоактивных распадов. Тогда результат измерения, по-прежнему равный $f^* = N/T_{\text{и}}$, следует понимать как статистическую оценку средней интенсивности появления считаемых событий («истинная» интенсивность получилась бы как предел отношения $N/T_{\text{и}}$ при $T_{\text{и}} \rightarrow \infty$). *Место погрешности квантования при этом занимает погрешность от конечности статистической выборки.*

Каждый из трех только что рассмотренных видов импульсных потоков – равномерный поток, получаемый из гармонического сигнала (немодулированного); поток, исходящий от негармонического периодического процесса; случайный поток импульсов – может, вообще говоря, рассматриваться и как *импульсная (инкрементная) временная шкала*. Объектами временной шкалы являются примыкающие интервалы времени, а каждый импульс ограничивает соответствующий интервал и вместе с тем служит сцепленным с ним кодовым знаком. Естественно, качество временной шкалы определяется стабильностью межимпульсных интервалов (хотя бы в среднем); однако легко понять, что абсолютно стабильных периодических явлений не бывает, и все используемые человечеством временные шкалы, начиная со шкал суток и лунных месяцев, являются приближенными.

Стабильность временных шкал можно оценить, только сравнивая их друг с другом, иного способа нет. Наибольшую стабильность в настоящее время обеспечивают квантовые генераторы. Астрономические шкалы времени менее равномерны; однако, поскольку жизнь человечества в большой степени зависит от астрономических явлений, атомное время периодически совмещают с астрономическим, и в итоге мы живем по *атомной координированной шкале времени*.

В ЦИТ источники импульсных временных шкал широко применяются в цифровых часах, таймерах, преобразователях длительность \rightarrow код. Во всех этих устройствах так или иначе присутствует счетчик импульсов, который преобразует импульсную временную шкалу в шкалу другого вида: *временную*

шкалу примающих событий (событиями в данном случае являются факты пребывания счетчика в определенных состояниях).

Отметим, что при преобразовании длительность \rightarrow код, если источник импульсной временной шкалы никак не связан с теми событиями, длительность интервала времени между которыми должна быть измерена, результат измерения фактически находится как *разность двух отсчетов* по шкале времени. При этом технически операция вычитания обычно отсутствует – она заменяется удержанием счетчика импульсов шкалы в состоянии сброса до начала измеряемого временного интервала.

Высокая равномерность временных шкал, формируемых из сигналов кварцевых или других стабильных генераторов, и простота применения этих шкал способствовали появлению и широкому распространению преобразователей различных измеряемых величин в длительность интервала времени. Временные шкалы оказались также весьма удобными *посредниками* для сравнения измеряемой величины с величиной, воспроизводимой мерой (точнее, для нахождения отношения этих величин).

В качестве очень распространенного примера рассмотрим так называемый АЦП двухтактного интегрирования (см. ниже рис. 1.19).

На рисунке показана временная диаграмма напряжения $U_{\text{инт}}$ на выходе интегратора и импульсов временной шкалы такого АЦП. До начала измерения интегратор удерживается в исходном состоянии – на рисунке ему соответствует $U_{\text{инт}} = 0$. В момент появления одного из импульсов временной шкалы (на рисунке это импульс с номером 0) начинается интегрирование преобразуемого напряжения U_X . Оно продолжается до момента, когда на счетчик импульсов временной шкалы приходит импульс с заранее заданным номером N_0 . Затем вход интегратора переключается на источник опорного напряжения U_{REF} , имеющего обратную полярность по отношению к преобразуемому напряжению. Этот второй такт интегрирования продолжается до тех пор, пока не сработает компаратор, сравнивающий $U_{\text{инт}}$ с напряжением исходного состояния. Число импульсов N_{OUT} временной шкалы, сосчитанное за время второго такта, является результатом преобразования.

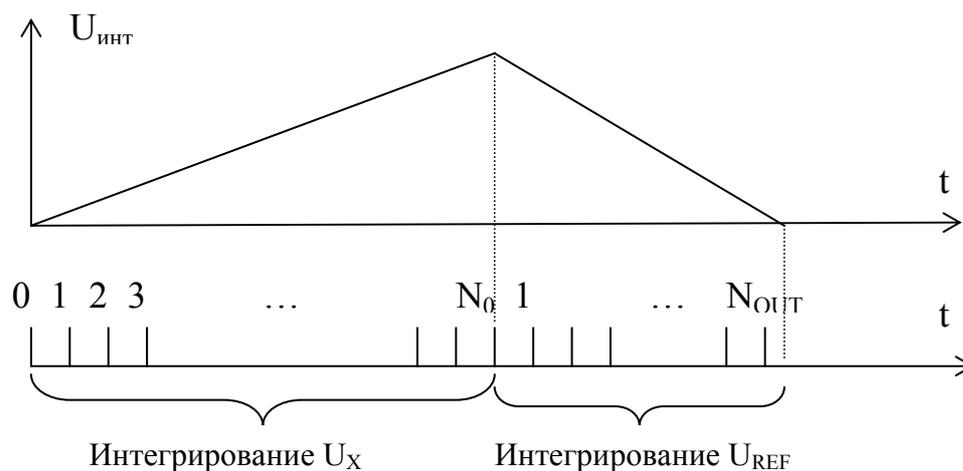


Рис. 1.19.

Обозначим длительности первого и второго тактов соответственно T_1 и T_2 , и предположим для простоты, что преобразуемое напряжение постоянно (если это не так, нужно заменить его средним за время интегрирования).

Поскольку приращения интеграла входного напряжения интегратора в первом и втором такте равны по модулю, можно записать:

$$T_1 |U_X| = T_2 |U_{REF}|.$$

Но $T_1 = N_0/f_0$, где f_0 – частота следования импульсов временной шкалы. Аналогично, $T_2 \approx_{\text{кв}} N_{\text{OUT}}/f_0$ (погрешность квантования видна на рисунке). Из этих соотношений, *независимо от частоты f_0* , следует

$$N_0 |U_X| \approx_{\text{кв}} N_{\text{OUT}} |U_{REF}|,$$

и окончательно

$$N_{\text{OUT}} \approx_{\text{кв}} N_0 |U_X/U_{REF}|.$$

В этой формуле, конечно, не учтены многие другие составляющие погрешности, свойственные реальному прибору; однако из нее хорошо видна сущность происходящего: выполнено сравнение U_X с U_{REF} в том смысле, что найдено их отношение (ratio), причем *импульсная временная шкала послужила посредником при сравнении*. От нее требовалась *только равномерность* в течение преобразования, но совершенно не требовалось долговременной стабильности межимпульсного интервала (или обратной ему величины – частоты f_0).

Отметим, что такими же посредниками являются резистивные цепи в параллельных АЦП, а также и в АЦП на основе ЦАП с резистивными делителями напряжения. От них тоже не требуется стабильности *самих сопротивлений*, нужна только стабильность *отношений сопротивлений*.

На основе импульсных временных шкал строятся простые и точные кодоуправляемые делители напряжения или тока. Их важнейшей частью является переключатель, похожий на одноразрядный ЦАП по рис. 1.8 или рис. 1.9, но имеющий импульсный управляющий сигнал $\alpha(t)$. Среднее выходное напряжение или средний ток получаются равными соответственно μU_{IN} или μI_{IN} , где $\mu = [T_{\text{в}}/(T_{\text{в}} + T_{\text{н}})]_{\text{ср}}$ – среднее отношение времени, когда ключ включен «вверх» ($\alpha = 1$), к сумме времен «верхнего» и «нижнего» ($\alpha = 0$) состояний ключа.

Простейшей формой импульсного управляющего сигнала $\alpha(t)$ является сигнал с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ-сигнал). Он обычно имеет постоянный период $T_{\text{в}} + T_{\text{н}} = N_{\text{mod}}/f_0$, где N_{mod} – модуль используемого счетчика импульсов (см. раздел 1.5.3), а f_0 – частота следования импульсов задающего генератора; в каждом цикле ключ включается «вверх» на время $T_{\text{в}} = N/f_0$, где N – числовое значение входной кодовой комбинации (рис. 1.20).

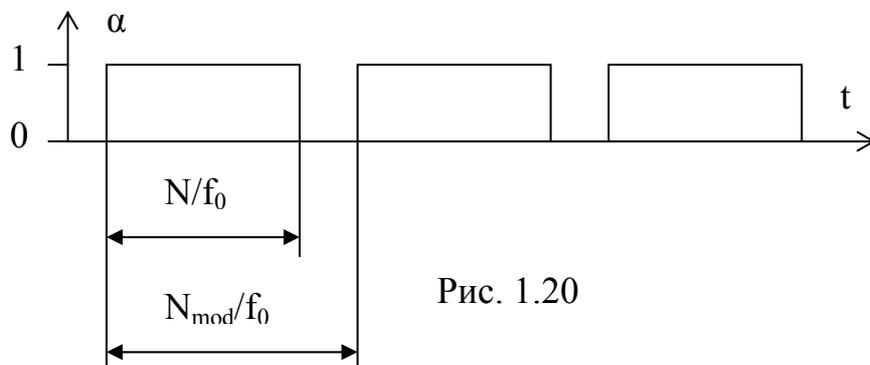


Рис. 1.20

Преобразование $N \rightarrow T_v/(T_v + T_n)$ получается чрезвычайно точным; погрешность возникает только из-за различных задержек в логических цепях. Единственный же необходимый для построения делителя напряжения или тока ключ можно при необходимости поставить в благоприятные условия работы и хорошо отрегулировать.

Поскольку мгновенное напряжение или мгновенный ток на выходе ключа пульсируют от нуля до максимума, обычно требуется их сглаживание с помощью фильтра или иного устройства (например, так называемого интегрирующего дискретизатора). Отсюда недостатки импульсных делителей и ЦАП на их основе: малое быстродействие при изменениях кодового сигнала и наличие остаточных пульсаций выходной величины.

1.5.5. Пространственные шкалы

Объектами пространственной области являются тела и их системы, движения тел и физические поля. В частности, положение тела в пространстве с фиксированной системой отсчета характеризуется тремя линейными и тремя угловыми координатами. Шкалы строятся отдельно для каждой координаты; соответственно различаются *линейные и угловые пространственные шкалы*.

У таких пространственных шкал много общих черт с временными. Положение в пространстве соответствует моменту времени, а пространственная координата (линейная или угловая) – дате момента времени. Как временная дата, так и пространственная координата выражаются в *интервальных шкалах*. Пространственное перемещение соответствует интервалу времени; их протяженности выражаются в *пропорциональных шкалах*. Соответственно при линейных и угловых цифровых измерениях различают *датчики положения и датчики перемещения*. Другая, эквивалентная пара терминов: *абсолютные преобразователи и инкрементные преобразователи*.

Еще в начальный период развития ЦИТ получили распространение *датчики положения* с кодированной шкалой в виде диска (при угловых измерениях) или рейки (при линейных измерениях) с нанесенным тем или иным способом рисунком кода. Для считывания кода (восприятия кодовых символов) используются различные физические принципы – восприятие может быть контактным, индуктивным и т.д.

Ниже на рис. 1.21 схематически изображены две рейки, кодированные четырехразрядными кодами наиболее часто применяемых видов: натуральным двоичным кодом (а) и кодом Грея (б). Пусть, например, светлые по рисунку участки у реальной рейки выполнены из проводящего материала и находятся под напряжением, а темные – не проводят. В этом случае кодовые символы воспринимаются пружинящими проволочными контактами – щетками, относительно которых перемещается рейка. Если в исходном положении четыре щетки каждого из датчиков, показанных на рисунке, располагаются примерно на прерывистой линии, то с них считываются кодовые комбинации 0000. При перемещении реек влево на $1/16$ длины рейки получатся кодовые комбинации 0001, при перемещении еще на $1/16$ датчик по рис. 1.21, а покажет 0010, а датчик по рис. 1.21, б – 0011, и т.д. Больше распространение получили работающие аналогично датчики угловых координат. Реальные устройства имеют, как правило, не меньше 6 разрядов; наибольшее разрешение – примерно

до 20 двоичных разрядов – достигается при использовании оптических принципов восприятия.

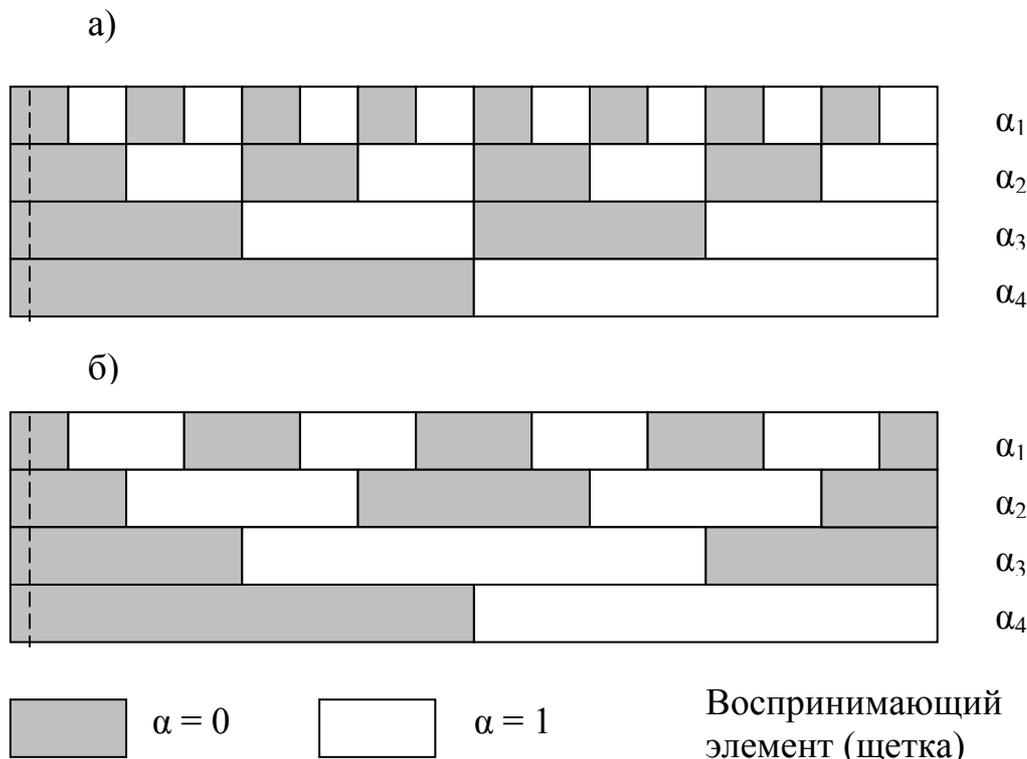


Рис. 1.21

Датчики перемещения, требующие счета импульсов, часто строятся на основе периодических, в частности, одноразрядных двоичных шкал (рис. 1.22), которые дают при равномерном движении подвижной части сигналы в виде меандров.

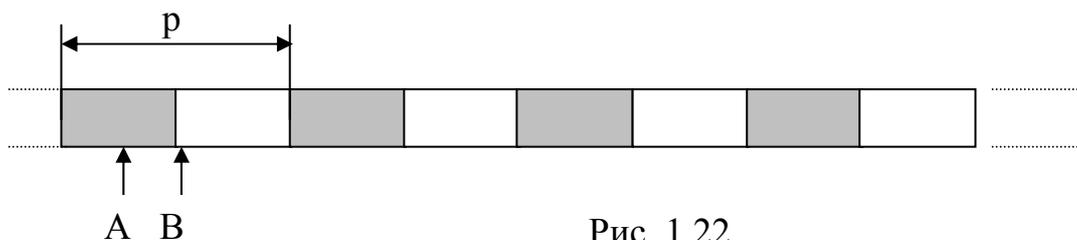


Рис. 1.22

Два воспринимающих элемента (на рисунке – **А** и **В**) установленные со сдвигом на $p/4$, где p – период шкалы, позволяют организовать реверсивный счет при изменениях направления движения подвижной части. При этом используются различные сочетания положительного или отрицательного перепадов одного из сигналов с низким или высоким уровнем другого. Таких сочетаний всего 8 – по четыре для двух возможных направлений движения рейки. Если все их использовать для счета, можно получить на каждом периоде шкалы четыре равномерно расположенных счетных импульса.

Существуют устройства, в которых либо одноразрядные двоичные, либо «чисто инкрементные» (образованные короткими пространственными метками)

шкалы не изготавливаются заранее, а формируются в процессе измерения. К таким устройствам относятся некоторые расходомеры, которые так и называются меточными. Шкала в них наносится на движущуюся среду.

Очень разнообразны и интересны преобразователи перемещение \rightarrow код и положение \rightarrow код, в которых датчик формирует две составляющие выходного сигнала, изменяющихся как синус и косинус пространственной координаты подвижной части. Некоторые из них, такие как индуктосины (линейные и круговые) и вращающиеся трансформаторы, работают на несущей частоте; другие – оптические растровые сопряжения, интерферометры, поляриметры и другие – на постоянном токе.

Синусная и косинусная составляющие выхода датчика могут пониматься как *две проекции вектора, поворот которого соответствует перемещению подвижной части датчика*. Наличие этих двух проекций позволяет в любой момент времени, как в движении, так и в покое, найти пространственную фазу внутри цикла изменения сигналов. Напомним, что при временных измерениях мы обычно располагаем лишь одной проекцией вектора, представляющего сигнал (вещественной составляющей сигнала), и поэтому нахождение мгновенной фазы модулированного сигнала представляет собой очень трудную задачу.

Если в диапазоне преобразования (например, в полном угле $0...360^\circ$) укладывается всего один цикл изменения синусно-косинусного выходного сигнала датчика, то для получения кодового результата должна быть построена внутрицикловая шкала или, как говорят, должна быть выполнена *интерполяция внутри цикла*. Формально интерполяция сводится к вычислению арктангенса отношения синусной составляющей сигнала к косинусной. В действительности такой «лобовой» подход используется редко; существует целый ряд остроумных приемов, позволяющих получить кодовый отсчет без вычисления арктангенса, например, подбор такого N , чтобы обратилась в нуль разность

$$U_m \sin \alpha \cos 2\pi \frac{N}{N_{\text{mod}}} - U_m \cos \alpha \sin 2\pi \frac{N}{N_{\text{mod}}},$$

которую формируют, используя постоянные запоминающие устройства для хранения таблиц синуса и косинуса и множительные ЦАП для выполнения операции умножения напряжения на число.

Если же в диапазоне преобразования помещается большое число циклов (как например, при использовании оптических растров), то можно просто считать целые циклы или их четверти в процессе движения подвижной части, а можно и добавить интерполяцию внутри цикла. Все это используется на практике, и даже выпускаются специальные микросхемы, например, для преобразования угол \rightarrow код по синусно-косинусному сигналу вращающегося трансформатора. Погрешность последнего может составлять единицы угловых минут, цена единицы младшего разряда кода при разрядности микросхемы 14 битов – около $1,3'$. Для использования в станках с программным управлением выпускаются преобразователи с оптическими растрами в виде длинных линеек, а к ним – необходимые вторичные приборы.

В большинстве случаев устройства с синусно-косинусными сигналами оказываются удобнее устройств с датчиками, содержащими диски и рейки с заранее нанесенным рисунком кода. Однако и эти последние датчики продолжают совершенствоваться.

Итак, выше, на протяжении раздела 1.5, очень кратко были рассмотрены кодированные шкалы источников тока, шкалы резисторов, шкалы резистивных делителей напряжения или тока, шкалы временной и пространственной областей. Разумеется, охватить все разнообразие используемых в ЦИТ кодированных шкал даже только перечисленных выше групп в кратком обзоре невозможно (например, наряду с резистивными делителями напряжения сейчас все шире используются делители на переключаемых конденсаторах). В обзоре не были затронуты также многие интересные способы применения рассмотренных шкал. Наконец, существуют и другие типы шкал, не входящие в перечисленные группы (например, шкалы грузов, используемые в некоторых цифровых весах и образцовых манометрах).

Однако из приведенных во всем разделе 1.5 примеров должно быть видно, что сравнение измеряемого объекта с заранее заготовленной кодированной шкалой не является единственным принципом получения цифрового результата измерения. Шкала может быть сформирована из самого объекта или нанесена на него, как это делается в цифровых частотомерах и меточных расходомерах; кроме того, часто реализуется сравнение измеряемого объекта с образцовым при помощи шкалы-посредника. В качестве посредников используются резистивные цепи, пространственные шкалы (в силоизмерительных устройствах, напоминающих торговые «безмены», о чем выше не говорилось), импульсные временные шкалы. Одним из наилучших посредников – благодаря своей равномерности – является импульсная временная шкала, формируемая из сигнала генератора гармонических колебаний.

Упражнения к разделу 1.5

У1.5.1. Микросхема быстродействующего восьмиразрядного ЦАП К1118ПА1 построена по принципу суммирования токов, взвешенных по двоичному закону (таким образом, она реализует шкалу источников тока). Вычислите значение тока каждого из восьми разрядов, если номинальное значение выходного тока этой микросхемы ЦАП при максимальном N составляет 51 мА.

Вычислите также значение максимального (по модулю) выходного напряжения, если выход микросхемы нагружен на кабель, имеющий на обоих концах согласующие резисторы 50 Ом.

У1.5.2. Микросхема десятиразрядного ЦАП К1118ПА2 содержит резистивный делитель по схеме рис. 1.11, что позволяет рассматривать ее как ЦАП с выходом по напряжению. Номинальное значение сопротивления R составляет около 120 Ом. Вычислите выходное сопротивление микросхемы.

Ответьте на вопрос: как изменилась бы функция, описывающая зависимость выходного напряжения U_{out} этой микросхемы от N при отсутствии внешней нагрузки, если бы был исключен правый (по схеме рис. 1.11) резистор R ?

У1.5.3. В кодоуправляемой проводимости по рис. 1.13, управляемой двоичным кодом, сопротивления резисторов составляют: R ; $R/2$; $R/4$; $R/8$; $R/16$; $R/32$; $R/64$; $R/128$ и т.д. Измените эти соотношения так, чтобы

кодоуправляемая проводимость управлялась двоично-десятичным кодом с весами двоичных разрядов 2, 4, 2, 1.

У1.5.4. Кодоуправляемые проводимости применяются, в частности, в качестве регулируемых плеч цифровых мостов постоянного тока. Автомат уравнивания (как на рис. 1.12) изменяет кодовую комбинацию на входе кодоуправляемой проводимости так, чтобы напряжение на измерительной диагонали моста, поступающее на компаратор, стало по возможности близким к нулю. Число, изображаемое этой кодовой комбинацией, выводится на индикацию как результат измерения сопротивления R_x . Ответьте на вопрос: в какое плечо моста – смежное с плечом, содержащим R_x , или противоположащее – следует включить кодоуправляемую проводимость, чтобы результат измерения соответствовал именно *сопротивлению* R_x ?

У1.5.5. В некоторых цифровых вольтметрах используются ЦАП с двоично-десятичными секционными делителями напряжения, работающими в коде 2421. На рис. 1.23 показан некоммутируемый резистор R , секция младшего десятичного разряда и начало следующей секции с «горизонтальным» резистором R^* . Таких *одинаковых* секций в приборе может быть 4 или 5; веса двоичных разрядов каждой следующей секции должны быть в 10 раз больше весов предыдущей, что обеспечивается «горизонтальными» резисторами, аналогично двоичному лестничному делителю по рис. 1.17.

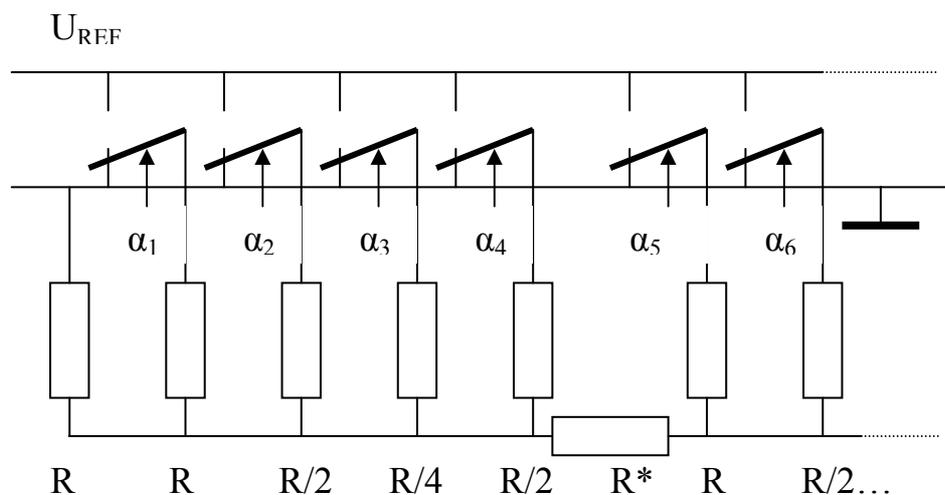


Рис. 1.23.

Повторите применительно к двоично-десятичному секционному делителю рисунка 1.23 рассуждения, приведенные выше для объяснения рисунка 1.17; рассчитайте сопротивление R^* «горизонтального» резистора двоично-десятичного делителя.

У1.5.6. Выше в разделе 1.5.3 было сказано, что кодоуправляемый преобразователь напряжение \rightarrow ток вместе с преобразователем ток \rightarrow напряжение на операционном усилителе *обычно* реализует функцию

$$U_{\text{OUT}} = -\mu U_{\text{IN}} = -\frac{N}{N_{\text{mod}}} U_{\text{IN}}.$$

Но для получения именно такого значения μ нужно определенным образом подобрать сопротивление резистора обратной связи в преобразователе ток \rightarrow напряжение. Рассчитайте необходимое отношение сопротивления этого резистора к сопротивлению R лестничного преобразователя напряжение \rightarrow ток, который получается из делителя напряжения по рис. 1.17 заменой выхода на вход, а входа на выход.

У1.5.7. Рассчитайте приращение частоты, соответствующее изменению управляющей 32-разрядной кодовой комбинации на единицу младшего разряда, для микросхемы прямого цифрового синтеза частоты, описанной в разделе 1.5.4, если $f_{MCLC} = 25$ МГц.

У1.5.8. В цифровом частотомере измерительный интервал T_{II} выбран равным 100 мс, на отсчетном устройстве высвечено наименование единицы частоты: «кГц». Ответьте на вопрос: где (между какими десятичными разрядами индицируемого числа) должна располагаться десятичная точка?

У1.5.9. Определите, какому приращению измеряемого напряжения соответствует единица младшего разряда кода в АЦП двухтактного интегрирования, если $U_{REF} = 10$ В, а $N_0 = 10^4$.

У1.5.10. В разделе 1.5.4 было отмечено что импульсные делители с ШИМ позволяют получить очень высокую точность. Следовательно, разрядность управляющего кода может быть высокой. Рассчитайте период ШИМ-сигнала, который *получился бы*, если бы при $f_0 = 500$ кГц управляющий код имел 6 полных десятичных разрядов, т.е. изменялся бы от 000000 до 999999. Насколько реальной Вам представляется задача сглаживания такого сигнала фильтром для доведения пульсаций до одной миллионной доли полного сигнала?

У1.5.11. Рассчитайте приращение угла (в минутах или секундах), соответствующее единице младшего разряда кодовой комбинации, для кодовых дисков с числом двоичных разрядов 12, 16 и 20.

Рассчитайте также линейный размер участка дорожки младшего разряда диска, кодированного натуральным 20-разрядным двоичным кодом, если диаметр диска составляет 300 мм (младший разряд всегда располагается на периферии диска; старший – ближе к центру).

У1.5.12. Выше говорилось о преобразователях с синусно-косинусными сигналами: «если в диапазоне преобразования помещается большое число циклов (как например, при использовании оптических растров), то можно просто считать целые циклы *или их четверти* в процессе движения подвижной части...». Объясните, как организовать счет четвертей циклов (используйте аналогию с рис. 1.22).

Литература к разделу 1.5.

Сведения о шкалах источников тока и различных резистивных шкалах можно найти во многих учебниках и производственных изданиях. Один из наиболее полных учебников: *Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые).* – Изд. 4-е. – Киев: Вища школа, 1980. – 559 с. Погрешности резистивных делителей подробно рассмотрены в работах Г.П.Шлыкова.

По временным шкалам, напротив, трудно найти хороший учебник. Материал по ним, имеющийся в книгах по ЦИТ, обычно неглубок и часто содержит несущественные, быстро устаревающие сведения. Как популярные, так и специальные книги по измерению времени мало связаны с ЦИТ, к тому же специальные трудны для понимания. Некоторые сведения принципиального характера можно найти, например, в книге: *Аппаратура для частотных и временных измерений / Под ред. А.П.Горшкова.* – М.: Советское радио, 1971. – 336 с. Очень полезно прочитать великолепную статью: *Вакман Д.Е., Вайнштейн Л.А. Амплитуда, фаза, частота – основные понятия теории колебаний // Успехи физических наук.* – 1977. – Т. 123. – Вып. 4. Различные подходы к определению частоты кратко рассмотрены в статье: *Кнорринг В.Г. Частота // Приборы и системы управления.* – 1978. – № 3. – С.19 – 20.

По пространственным шкалам одна из сравнительно недавно выпущенных книг: *Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие.* – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 392 с. Эта книга, как и другие книги В.Г.Домрачева, насыщена фактами, но трудно читается. Лучше начинать с более старых изданий, например: *Фотоэлектрические преобразователи информации / Под ред. Л.Н.Преснухина.* – М.: Машиностроение, 1974. – 376 с. Некоторые необычные шкалы и способы их применения, включая интерполяцию внутри пространственного цикла, описаны в брошюре: *Кнорринг В.Г. Цифровые средства измерений с пространственными инкрементными шкалами: Учебное пособие.* – Л.: Изд. ЛПИ им. М.И.Калинина, 1977. – 82 с.

1.6. Очерк истории цифровой измерительной техники

Следует различать историю методов измерения, свойственных ЦИТ, и историю собственно ЦИТ.

Методы измерения, свойственные ЦИТ, можно обнаружить в глубокой древности. Измерение больших длин (например, при размежевании земельных участков) повторным откладыванием меры выполнялось по алгоритму, который в современной ЦИТ называется «алгоритмом последовательного счета». Тому же алгоритму соответствовало измерение времени путем счета суток, циклов лунных фаз и т.д. Взвешивание на весах с гирями напоминает нынешний «алгоритм последовательных приближений», и т.д. Различие только в том, что в древности цифровой отсчет приходилось формировать в уме, например, при взвешивании – путем суммирования масс гирь, а в современных средствах ЦИТ он формируется автоматически. Давно известен и аналоговый способ отсчета, который был присущ, например, водяным, песочным и солнечным часам.

В эпоху галилеевской научной революции в большом количестве появились термометры, барометры и другие разнообразные приборы с

аналоговым отсчетом измеряемой величины. Аналоговый отсчет получили и маятниковые часы, основанные по существу на счете циклов колебаний маятника, и, следовательно, цифровые по принципу действия. Первые средства электрических измерений – электроскопы, затем гальванометры – также имели аналоговый отсчет, который стал настолько привычным, что появившиеся позже цифровые по принципу действия (хотя и имевшие ручное управление) магазины сопротивлений, декадные мосты и компенсаторы, казалось, выпадали из общей системы. То же можно сказать о механизмах счетных колес электрических счетчиков и о некоторых других, редко применявшихся устройствах.

Возникновение собственно ЦИТ следует, по-видимому, отнести к рубежу 40-х – 50-х годов XX века. Частично (хотя решающую роль сыграли внешние воздействия) она возникла под влиянием внутренних импульсов: уравнивание декадных компенсаторов подчинялось настолько четкому алгоритму, что было бы странно, если бы оно не было автоматизировано. Автоматический компенсатор дискретного уравнивания на электромеханических реле был, в частности, разработан для применения в телеметрии Г.М.Ждановым и О.И.Горяиновым (МЭИ) в 1945 г. Еще раньше в телеметрии получило распространение время-импульсное преобразование, впоследствии ставшее одним из любимых преобразований в ЦИТ. Первые время-импульсные телеизмерительные системы (правда, без получения цифрового отсчета) были предложены чехословацким инженером Э.Ручкой в 1922 г. и проф. П.А.Молчановым в 1926 г. – для использования в его знаменитых радиозондах. Позже П.А.Молчанов ввел в аппаратуру тех же радиозондов контактные преобразователи с кодовым выходным сигналом.

Почти одновременно с этим вопросы АЦ преобразования и соответствующей схмотехнической базы приобрели актуальность в *смежных областях*. Порой бывает трудно сказать, где впервые появилась та или иная идея: в радиолокации, телевизионной технике, экспериментальной физике, технике управления или где-нибудь еще.

В *технике связи* в конце 40-х годов отмечается резкий рост интереса к так называемой кодо-импульсной модуляции – КИМ (иногда используют другой порядок слов: ИКМ), т.е. передаче информации цифровым последовательным кодом. Так, среди зарубежных публикаций одного только 1948 года можно найти и статью-отчет об экспериментальной многоканальной системе связи с КИМ, и фундаментальную теоретическую статью Б.Оливера, Дж.Пирса и К.Шеннона «Принципы КИМ». Для реализации КИМ потребовались быстродействующие АЦП («кодеры»), а для восстановления исходного сигнала – ЦАП («декодеры»).

В *экспериментальной ядерной физике* в это же время разрабатываются быстродействующие электронные счетчики импульсов (основная часть современных цифровых частотомеров и измерителей интервалов времени), вначале лишь как «пересчетные устройства», облегчающие работу электромеханических счетчиков частиц. Развивается и аппаратура для получения так называемых амплитудных спектров импульсных потоков (в нашей терминологии – гистограмм распределений амплитуд импульсов). Многоканальные амплитудные анализаторы строились по схемам, напоминающим современные параллельные АЦП; были попытки использовать специальные электронно-лучевые трубки. Более удачным решением оказалось предложенное Уилкинсоном в 1950 г. преобразование амплитуда →

длительность, сохранившееся и в современных анализаторах. Сходный принцип линейной развертки лег в основу очень распространенных в начальный период развития ЦИТ «время-импульсных» цифровых вольтметров; генераторы развертки использовались также в осциллографии, радиолокации и телевидении, – во всех этих областях создавался задел технических решений. Естественно, основой элементной базы были лампы.

В *технике управления* понадобились прежде всего преобразователи угол → код для организации обратных связей в различных приводах с цифровым заданием угла (например, для управления зенитным огнем). Затем появилась потребность в преобразователях напряжение → код для автоматизации технологических процессов. К середине 50-х годов большинство принципов аналого-цифрового преобразования было уже известно.

Первые отечественные монографии, специально посвященные технике АЦ и ЦА преобразования, были написаны специалистами по применению вычислительной техники в системах управления – Э.И.Гитисом (1961 г.) и А.К.Заволокиным (1962 г.). В работах этих лет обращает на себя внимание широкое использование ферритовых элементов.

Для собственно измерительной техники на начальном этапе развития ее цифровой ветви было характерно деление цифровых приборов на электромеханические (с переключателями на реле) и электронные приборы. Первые строились в основном по схемам компенсаторов (для измерения напряжений) и мостов (для измерения сопротивлений); ко вторым относились электронно-счетные частотомеры и время-импульсные вольтметры. Впоследствии релейные переключатели сохранились только в цифровых мостах переменного тока. Самостоятельным направлением развития цифровых средств измерений стала разработка так называемых *машин централизованного контроля*. Показательны первые фразы книги И.М.Шенброта, посвященной этим машинам (1966 г.):

«Машины для централизованного контроля технологических процессов серийно выпускаются нашей промышленностью и успешно применяются на промышленных предприятиях уже более пяти лет. До тех пор, пока управление производством при помощи вычислительных машин не вышло из стадии опытов, машины централизованного контроля представляют собой самое современное и самое сложное из технических средств арсенала контрольно-измерительных приборов и устройств автоматики...».

Отметим, что еще в 1961 г. в новосибирском институте Автоматики и электрометрии АН СССР К.Б.Карандеев (он окончил наш институт в 1930 г.) разработал концепцию *измерительных информационных систем*. Машины централизованного контроля явились частным случаем таких систем. Впоследствии управляющие вычислительные машины и измерительно-вычислительные комплексы взяли на себя все функции машин централизованного контроля.

Дальнейшее развитие ЦИТ характеризуется несколькими одновременно протекавшими процессами.

Во-первых, быстро менялась элементная база – от реле и ламп разработчики перешли сначала на транзисторы, а затем на интегральные микросхемы все возрастающей степени интеграции, включая микропроцессорную технику.

Во-вторых, был открыт ряд новых способов (алгоритмов) АЦ преобразования, включая двухтактное и многотактное интегрирование, а также

так называемую $\Sigma\Delta$ -модуляцию (произносится: «сигма-дельта» или иногда в обратном порядке). Были предложены и детально исследованы также разновидности алгоритмов, включающие в себя операции коррекции погрешностей.

В-третьих, были выполнены крупные теоретические исследования, среди которых можно выделить работы отечественных авторов в области цифровых мостов переменного тока (В.Ю.Кнеллер, Ф.Б.Гриневич), а также цифровых вольтметров переменного тока (новосибирская научная школа), цифровой фазометрии (С.М.Маевский, М.К.Чмых), интегрирующих цифровых приборов (В.С.Гутников, Э.К.Шахов) и др.

В-четвертых, постоянно возрастала степень системности:

- были стандартизованы интерфейсы лабораторных цифровых приборов, что облегчило их сопряжение с компьютерами;
- появился ряд модульных систем, специально ориентированных на измерительные задачи;
- широкое распространение получила концепция «виртуальных инструментов», реализуемых на базе компьютеров с платами «сбора данных» с преимущественным использованием программных средств, и т.д.

Нельзя не отметить быстро растущую роль микроэлектронных технологий в создании цифровых средств измерений. Если в начале 60-х годов специалистам-измерителям приходилось самим разрабатывать все части цифровых приборов, АЦП и ЦАП, то уже через несколько лет электронная промышленность предложила разработчикам сначала микросхемы отдельных специфических узлов (регистры последовательных приближений, компараторы, резистивные цепи для ЦАП), а затем и функционально полные микросхемы АЦП и ЦАП. Далее появились микросхемы многоканальных АЦП (с мультиплексорами на входе), затем микроконтроллеры со встроенными многоканальными АЦП, наконец, микросхемы, содержащие, кроме многоканального АЦП и микроконтроллера, и другие измерительные узлы, в частности, ЦАП и источники тока для питания датчиков. В этих условиях разработка средств ЦИТ все более сводится к сборке измерительного канала из готовых стандартных узлов и к созданию специализированных программных модулей.

Соответственно среди задач, решаемых специалистом-измерителем, все большую долю занимает анализ конкретных измерительных задач, их методическое обеспечение и метрологическое оценивание получаемых результатов.

Упражнения к разделу 1.6.

У1.6.1. Сопоставьте процесс взвешивания «вручную» на рычажных весах путем наложения и снятия гирь со структурой АЦП, приведенной на рис. 1.12. Ответьте на вопросы: что при взвешивании «вручную» выполняет роль компаратора? Каковы веса (m_i в обозначениях раздела 1.5) двоичных разрядов получаемого кода и что служит цифроаналоговым преобразователем?

У1.6.2. Требования к точности АЦП и ЦАП, предназначенных для систем связи, отличаются от соответствующих требований к измерительным АЦП и ЦАП. Сформулируйте Ваше мнение: почему и насколько они отличаются.

2. Преобразование информации в цифровых средствах измерений

2.1. Основные операции преобразования

Рассмотрим типовую структуру совокупности измерительных каналов для исследования некоторого, в общем случае многомерного (характеризуемого несколькими величинами) процесса. При этом, в соответствии с задачами данного пособия, ограничимся только отрезками каналов, примыкающими к аналого-цифровому преобразователю (АЦП); датчики и устройства нормализации («кондиционирования сигналов»), индивидуальные для каждого канала, рассматривать не будем.

Такая структура для наиболее распространенного случая, когда информативным параметром сигнала является напряжение, показана на рис. 2.1. Мультиплексор поочередно подключает к следующим за ним узлам различные входные сигналы. До него измерительные каналы разделены пространственно, а результатом его работы является временное разделение каналов в последующей, общей для них, части структуры. Усилитель приводит сигналы к масштабу, удобному для аналого-цифрового (АЦ) преобразования. АЦП последовательно выполняет преобразование каждого подключаемого аналогового сигнала. Микроконтроллер управляет всеми узлами – подает на мультиплексор кодовые адреса каналов, сообщает усилителю требуемые коэффициенты усиления, запускает АЦП; затем, по окончании преобразования, получает от него данные, при необходимости обрабатывает их и выдает результаты на устройство индикации (если речь идет об автономной аппаратуре) или посылает сообщения компьютеру более высокого уровня (если речь идет о иерархически построенной системе).

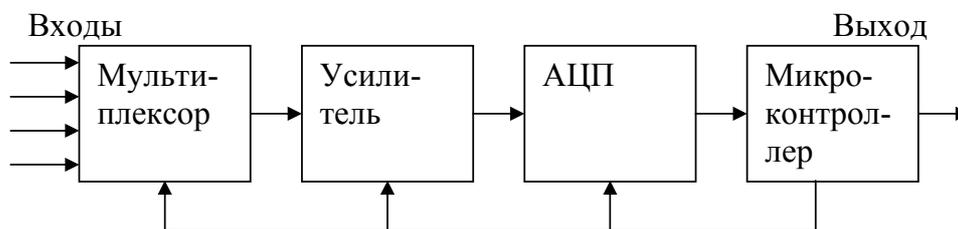


Рис. 2.1.

При теоретическом анализе удобно рассматривать не структурную, а операционную модель, описывающую не столько аппаратуру, сколько процесс преобразования информации.

Обычно считают, что основными в канале, содержащем АЦ преобразователь, являются три операции: дискретизация, квантование и кодирование. Ниже на рис. 2.2 показана операционная модель, содержащая эти операции, сокращенно обозначенные Д, Кв и Кд; кроме них, изображена выполняемая до дискретизации операция аналоговой фильтрации АФ; в конце цепочки операций добавлен комплекс операций первичной цифровой обработки информации ПЦО (вообще говоря, не обязательный).

Следует подчеркнуть, что по крайней мере некоторым звеньям модели, показанной на рис. 2.2, как правило, не удается сопоставить реальные функциональные узлы канала АЦ преобразования.

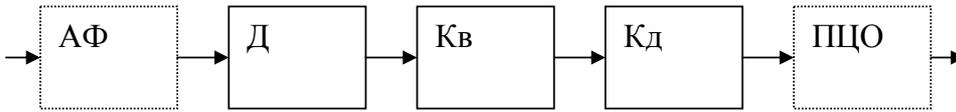
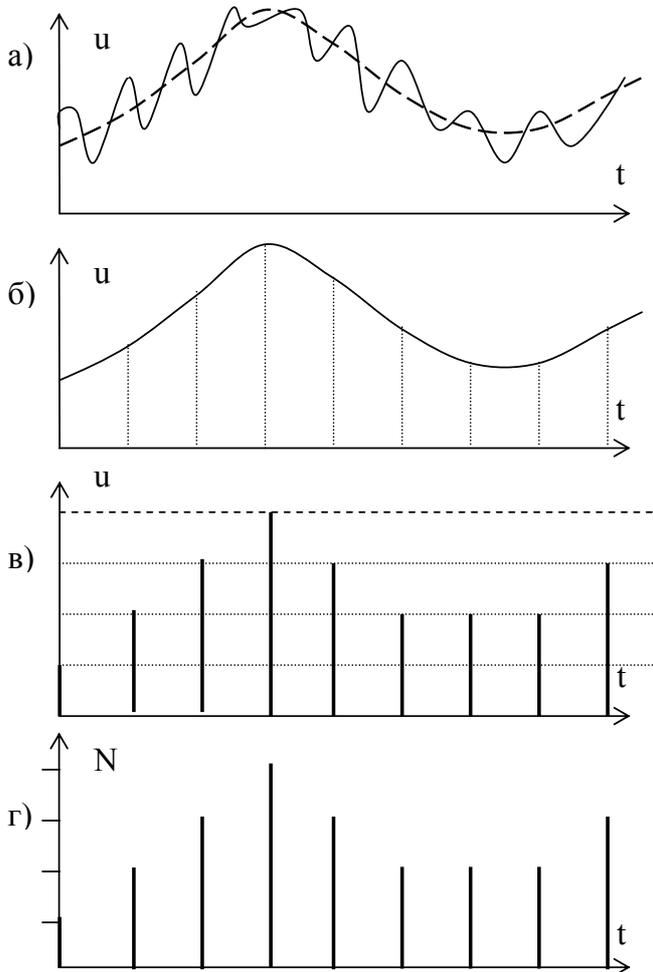


Рис. 2.2.

Канал, содержащий цифроаналоговый (ЦА) преобразователь, выглядит проще. Сначала восстанавливается непрерывность сигнала во времени: каждая приходящая кодовая комбинация запоминается до появления следующей комбинации. Затем выполняется операция, обратная кодированию: запомненная комбинация непрерывно во времени «декодируется», что дает ступенчатый аналоговый сигнал. Наконец, сигнал фильтруется для сглаживания ступенек; это можно считать операцией, обратной квантованию.

В дальнейшем основное внимание будет уделяться каналу с АЦП; свойства канала с ЦАП будут рассматриваться попутно.

Если бы каждой операции, показанной на рис. 2.2, соответствовал отдельный функциональный узел, можно было бы наблюдать осциллограммы,



примерный вид которых показан на рис. 2.3.

Сигнал $u(t)$ на входе канала (рис. 2.3, а) непрерывен во времени. Прерывистой линией показана его полезная составляющая, которую на осциллограмме не удалось бы увидеть, поскольку к ней всегда добавляется та или иная помеха. Обычно можно считать, что помеха *аддитивна*, то есть ее напряжение не зависит от полезной компоненты сигнала и просто суммируется с ней. Кроме того, рис. 2.3, а соответствует той типичной ситуации, когда сигнал занимает область более низких частот по сравнению с помехой. В этом случае для подавления помехи используют *фильтр нижних частот* («low-pass»).

Рис. 2.3.

На рис. 2.3, б показан сигнал на выходе только что упомянутого фильтра (после выполнения операции АФ рисунка 2.2). Так выглядел бы сигнал в результате идеальной фильтрации; в действительности помеха не подавляется полностью. Прерывистые линии на рис. 2.3, б указывают моменты дискретизации сигнала следующим функциональным узлом – дискретизатором.

Эти же прерывистые линии изображают и результат работы дискретизатора: сигнал на его выходе представлен серией коротких импульсов, называемых *отсчетами*, *дискретами* или *выборками* (английский термин: *samples*); они появляются в определенные, обычно равноотстоящие моменты времени t_j , где j – номер выборки. На рисунке они имеют амплитуду $u(t_j)$, но математически правильнее рассматривать их как дельта-функции с *площадями*, определяемыми мгновенными значениями напряжения сигнала. Всю последовательность выборок можно записать в виде:

$$\sum u(t)\delta(t - t_j).$$

Отметим, что слово «выборка» может означать также сам процесс дискретизации, а в статистике этот термин употребляется в совершенно ином смысле: для обозначения конечного множества объектов, извлеченных из предполагаемой «генеральной совокупности».

Следующий функциональный узел – *квантователь*. Его задача состоит в том, чтобы округлить каждую выборку до одного из заранее установленных *уровней квантования*. На рис. 2.3, в эти уровни показаны прерывистыми линиями, а округленные (квантованные) выборки – сплошными вертикальными отрезками.

До этого момента сигнал продолжал быть аналоговым и размерность информативного параметра оставалась неизменной. Только следующая операция *кодирования* изменяет ее: теперь по оси ординат (рис. 2.3, г) откладывается уже не напряжение, а *номер уровня квантования N*. При этом окончательно меняется структура оси ординат. Исходно эта ось рассматривалась как континуум (или, правильнее, как всюду плотное множество рациональных чисел, поскольку *значения физических величин иррациональными быть не могут*). В результате аналогового квантования на оси ординат появляются запрещенные зоны, а сами уровни квантования физически реализуются как очень узкие интервалы разрешенных размеров величины u . Наконец, после кодирования значимыми остаются только отдельные целочисленные точки, а между ними зияют незаполненные промежутки.

Результат первичной цифровой обработки не показан на рис. 2.3: операции цифровой обработки могут быть различными (см. ниже раздел 2.6).

В реальном АЦП, если только он не сделан специально для демонстрации результатов перечисленных выше операций, мы не сможем снять осциллограмм, похожих на рис. 2.3, в: как уже было сказано, операционная модель АЦП почти никогда не соответствует его реальной структуре. Тем не менее, все операции в реальном АЦП выполняются, хотя и не отдельными функциональными узлами. При теоретическом же анализе удобно рассматривать эти операции по отдельности, так как каждой из них соответствует определенный математический аппарат.

Действительно, аналоговая фильтрация (АФ на рис. 2.2) описывается с помощью специально предназначенного для этой цели аппарата передаточных функций, весовых функций, частотных характеристик и т.д.

Дискретизация (Д), как было уже сказано, представляет собой результат умножения *сигнальной функции* $u(t)$ на *дискретизирующую последовательность* $\Sigma\delta(t - t_j)$; эту операцию можно рассматривать либо в частотной области как преобразование спектра сигнала, либо во временной области как «выхватывание» из сигнала отдельных точек. При любом подходе представляет интерес решение вопроса: можно ли восстановить исходный непрерывный во времени (*континуальный*) сигнал по последовательности дискретных выборок? Поэтому теория дискретизации неразрывно связана с теорией восстановления сигнала. Последнее в математической интерпретации есть интерполяция, экстраполяция или аппроксимация функции по ее дискретным отсчетам.

Аналоговая фильтрация и дискретизация вместе определяют поведение измерительного канала в динамических режимах и, следовательно, его *динамические характеристики*.

Квантование (Кв) есть безынерционное нелинейное преобразование сигнала, и для его описания в простейших случаях достаточно изобразить *статическую характеристику* АЦП или канала в целом. Удобно совместно с погрешностью, обусловленной квантованием, рассматривать и другие составляющие статической погрешности АЦП.

Кодирование (Кд на рис. 2.2) с формально-математической точки зрения можно считать просто переименованием переменной, хотя, как было сказано выше, оно меняет структуру множества реализаций информативного параметра сигнала. С познавательной же точки зрения *это есть ключевая операция – переход из реального мира в мир абстрактных знаков*. Соответствующим математическим аппаратом является репрезентационная теория (РТ), элементы которой были изложены выше в разделе 1.3.

Первичная цифровая обработка (ПЦО на рис. 2.2), как уже было сказано, представляет собой комплекс операций, каждая из которых требует отдельного рассмотрения.

Таким образом, поскольку каждое из звеньев структуры, показанной на рис. 2.2, за исключением разве что звена ПЦО, связано с определенным математическим аппаратом, эту структуру можно рассматривать как *математическую модель канала аналого-цифрового преобразования*.

Рассмотрение математической модели канала аналого-цифрового преобразования удобно начать со звена Кд, затем двигаться в направлении начала цепочки операций рисунка 2.2, и в заключение вернуться к звену ПЦО.

Это и будет сделано в последующих разделах.

Упражнение к разделу 2.1.

Ответьте на вопрос: что фактически квантуется и кодируется в АЦП по рис. 1.12?

2.2. Кодирование в цифровых средствах измерений

2.2.1. Алгоритмы кодирования

Операция кодирования как переход от системы физических объектов к системе абстрактных знаков может быть выполнена только с помощью той или иной *кодированной шкалы* (см. выше раздел 1.3). Во многих случаях эта операция оказывается своего рода «макрооперацией» в том смысле, что может быть подразделена на ряд более мелких элементарных операций. Последовательность этих элементарных операций, развертываемая либо во времени, либо в пространстве (в цепи операционных узлов) есть *алгоритм кодирования* или, как чаще говорят, алгоритм АЦ преобразования.

Алгоритмы кодирования классифицируют по ряду признаков, из которых наиболее употребительным является число тактов, необходимых для получения кодового результата АЦ преобразования. По этому признаку основными считают *алгоритмы считывания*, при которых результат преобразования формируется за один такт или вообще непрерывно во времени; алгоритмы *последовательного счета*, при которых результат есть сумма единичных приращений, каждое из которых получается за один такт; наконец, *поразрядные алгоритмы*, при которых за каждый такт получается один разряд (как правило, двоичный) результата. Возможны и промежуточные типы алгоритмов.

При такой классификации в одну группу зачастую попадают сильно различающиеся устройства. Алгоритм считывания при преобразовании электрических напряжений реализуется в так называемых параллельных АЦП, которые были упомянуты выше в разделе 1.5.3, а в пространственной области – в устройствах с кодированными дисками и рейками (см. раздел 1.5.5). Алгоритм последовательного счета используется в АЦП двухтактного интегрирования (см. раздел 1.5.4), в АЦП следящего уравнивания, упомянутом выше в конце раздела 1.5.1, и в инкрементных преобразователях пространственного перемещения (см. раздел 1.5.5). Вместе с тем, устройства, близкие по принципу действия, оказываются в различных классификационных группах. Так, не рассматриваемые в данном пособии АЦП последовательного удвоения и АЦП с аналоговой сверткой, в которых *поразрядное формирование кодового результата развертывается в пространстве*, часто трактуют как АЦП считывания в отличие от АЦП последовательных приближений (см. конец раздела 1.5.1), в которых поразрядная отработка развертывается во времени.

Все это говорит о том, что классификация по числу тактов в основном годится для приблизительной оценки быстродействия устройств (и то лишь в какой-то определенной области, например, в области измерений электрических величин), но мало пригодна для объяснения принципов получения кодового результата. По мнению автора пособия, эти принципы лучше выявляются путем рассмотрения способов использования кодированных шкал. Как уже говорилось выше, шкала, воспроизводимая целиком или по частям, может сравниваться с объектом, атрибут которого должен быть отображен кодом; она может содержаться в самом объекте, формироваться из него (как в «электронно-счетном частотомере») или наноситься на него (как в меточном расходомере); наконец, она может использоваться как посредник при сравнении объекта с мерой (особенности этого способа были рассмотрены в разделе 1.5.4).

Как уже было видно из предыдущего текста, многие алгоритмы носят собственные названия: алгоритм последовательных приближений, алгоритм двухтактного интегрирования, алгоритм следящего уравнивания и т.д.

2.2.2. Понятие кода; критерии выбора кода

Выбор кода для использования в ЦАП или АЦП определяется алгоритмом кодирования и рядом других соображений, которые будут изложены ниже. Вначале же следует уточнить само понятие кода, поскольку слово *код* часто употребляют неправильно в значении *кодированная комбинация*.

Продолжая данную в разделе 1.1 трактовку преобразований информации как отображений множеств, можно определить код как *упорядоченную тройку, состоящую из множества абстрактных сущностей – прообразов, множества абстрактных (или иногда эмпирических) сущностей – образов и функции, взаимно однозначно отображающей первое множество на второе*.

Это определение очень похоже на определение шкалы, данное выше в разделе 1.3. Одно из основных различий между ними состоит в том, что шкала в качестве прообразов имеет эмпирические объекты, а код – элементы множества абстрактных сущностей, чаще всего понимаемых как некоторые *сообщения* или их составные части. *Если множество прообразов конечно, код может быть однозначно и полностью представлен в табличной форме*.

Поскольку в ЦИТ кодируются главным образом значения преобразуемых или воспроизводимых величин, наибольшую важность для нее имеют коды для изображения чисел. Отметим, что при рассмотрении способов кодирования потенциально бесконечного множества чисел часто употребляют термин *система счисления*, который по существу в этой частной ситуации служит синонимом термина *код*.

Однако в развитых средствах ЦИТ приходится кодировать не только числа, но и наименования единиц величин, сообщения о режимах работы устройств и т.д. В таких случаях рекомендуется использовать *алфавитно-цифровые коды*.

Теперь следует пояснить, почему в приведенном выше определении допускалось конструирование множества образов как из абстрактных, так и из эмпирических элементов. Дело в том, что в одних ситуациях коды рассматриваются *на физическом уровне*, а в других – *на логическом (структурном) уровне*. В системе понятий репрезентационной теории (РТ – см. раздел 1.3) физический уровень называется эмпирическим, а логический – абстрактным.

Поясним сказанное с учетом того, что внутри средств ЦИТ кодовые сигналы обрабатываются с помощью элементов, допускающих различие только двух состояний входов и выходов. Соответственно минимальные осмысленные элементы кодовых сигналов трактуются как 0 и 1. При этом если, например, в схемотехнике ТТЛ сигнал, напряжение которого превышает 2,4 В, обозначает 1, а сигнал с напряжением не более 0,4 В понимается как 0 (или наоборот), то такое отображение обычно, за исключением случаев, когда нужно сравнивать различные способы представления нулей и единиц, не называют кодом. Но уже при рассмотрении порядка передачи комбинаций нулей и единиц принято говорить о *последовательном коде*, если элементы кодовой комбинации передаются поочередно по одной цепи, и о *параллельном коде*, если

они передаются одновременно по нескольким проводам. Тем более вполне уместным становится слово «код», если выбирается более сложный способ изображения нуля и единицы, не сводящийся к выбору одного из двух возможных уровней сигнала (см., например, ниже раздел 2.2.6). Все это относится к *физическим аспектам* кодирования.

Если же рассматривается вопрос о том, какими *комбинациями* нулей и единиц (безотносительно к физическому представлению этих элементов) целесообразно изображать числа или буквы алфавита, то это есть *логический или структурный аспект* кодирования.

При выборе кода для цифровых средств измерений (ЦСИ), как в его физических аспектах, так и в структурных, следует учитывать ряд критериев.

Прежде всего, код должен соответствовать особенностям реализации самого АЦ или ЦА преобразования. Здесь в разных ситуациях возникают совершенно различные требования к кодам, рассмотренные ниже в разделах 2.2.3 и 2.2.4.

Далее, код должен быть удобным для потребителя цифровой информации – вычислительного средства системы или человека, работающего с цифровым прибором (см. ниже разделы 2.2.5 и 2.2.6).

Если цифровая информация подлежит передаче от ЦСИ или к ЦСИ на существенное расстояние, это также накладывает ряд ограничений на используемые коды (см. ниже раздел 2.2.7).

Наконец, в некоторых случаях коды выбирают так, чтобы они позволяли обнаружить или даже исправить некоторые ошибки, возникающие при преобразовании (см. разделы 2.2.3 и 2.2.7).

Эти требования противоречивы, и часто в одном изделии приходится использовать различные коды. Преобразование кодов выполняется на жесткой логике (например, на дешифраторах) или программно в микропроцессорных контроллерах.

2.2.3 Выбор кода в соответствии с особенностями выполняемого преобразования информации

В этом разделе будем рассматривать коды почти исключительно в аспекте их логической структуры, иначе потребовалось бы затрагивать слишком разнообразные и специфические вопросы физической реализации преобразователей.

Последовательный единичный код встречается при использовании алгоритмов последовательного счета, в частности, когда при АЦ или ЦА преобразовании суммируются одинаковые приращения величин. Наиболее типичный пример – формирование интервала времени заданной длительности или его измерение с помощью так называемого *генератора квантовых импульсов* (вид временных диаграмм показан на рис. 2.4).

Выделенная с помощью селектора (элемента И) пачка импульсов квантующего генератора, заполняющая формируемый или измеряемый интервал T_x , представляет длительность этого интервала в последовательном

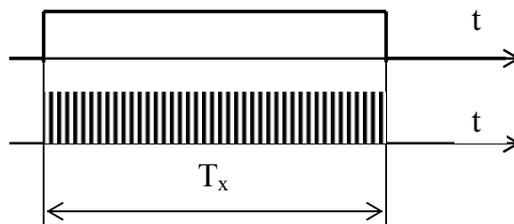


Рис. 2.4

единичном коде. Такая же пачка импульсов получается на выходе селектора классического цифрового частотомера, в котором интервал счета задан, а импульсы формируются из входного сигнала измеряемой частоты. Преобразователем последовательного единичного кода в параллельный код любой требуемой структуры служит соответствующий счетчик импульсов.



Рис. 2.5

Параллельный единичный код для частного случая, когда число двоичных символов n равно 8, представлен ниже в таблице 2.1 (столбец \mathbf{B}_1 – двоичные кодовые комбинации; столбец \mathbf{N} – те числовые значения, которым они соответствуют). Код такой структуры получается, например, от «линейки компараторов» параллельного АЦП (см. выше раздел 1.5.3; правда, столь малое n , как 8, реально встречается только у преобразователей, входящих в состав так называемых параллельно-последовательных АЦП). Такой же код может быть получен от системы электродов, впаянных в капилляр ртутного термометра, примерно так, как показано на рис 2.5. По этой причине параллельный единичный код в

литературных источниках часто называют «термометрическим кодом», хотя сам по себе он никакого отношения к температуре не имеет.

Таблица 2.1.

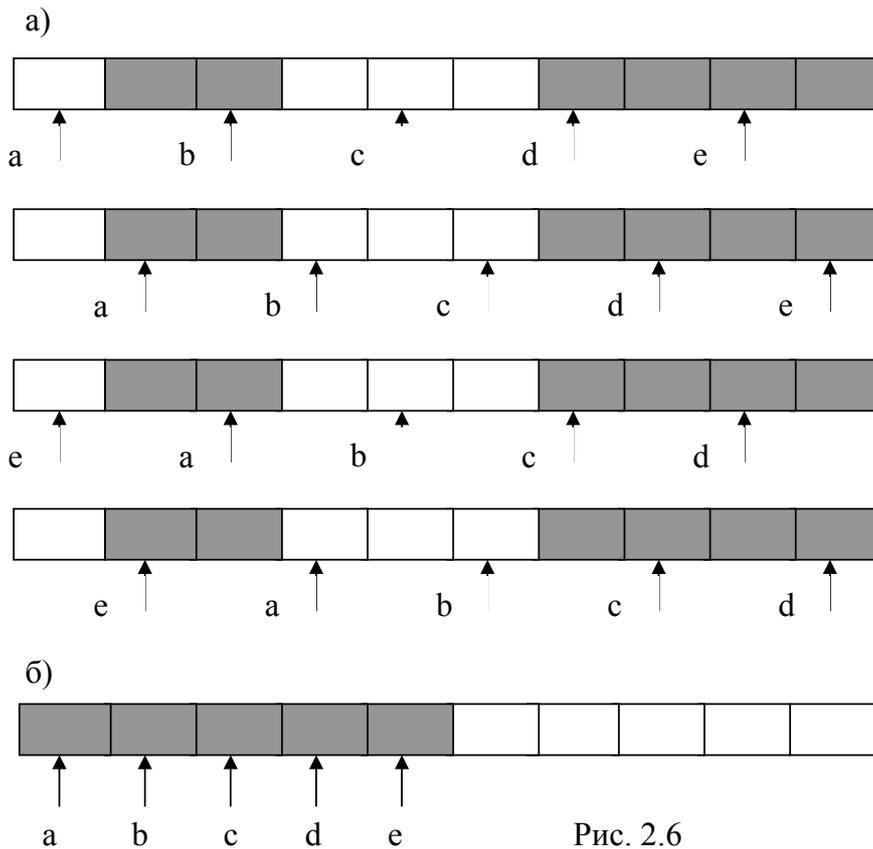
Числовые значения комбинаций	Коды (примеры для числа битов $n = 8$)		
	Единичный параллельный	«Один из n »	« $k \leftrightarrow k+1$ » ($k = 2$)
\mathbf{N}	\mathbf{B}_1	\mathbf{B}_2	\mathbf{B}_3
0	00000000	00000001	00000011
1	00000001	00000010	00000111
2	00000011	00000100	00000110
3	00000111	00001000	00001110
4	00001111	00010000	00001100
5	00011111	00100000	00011100
6	00111111	01000000	00011000
7	01111111	10000000	00111000
8	11111111	-	00110000
9	-	-	01110000
10	-	-	01100000
11	-	-	11100000
12	-	-	11000000

Отметим, что как последовательный, так и параллельный единичный коды имеют некоторые «аналоговые черты» – условности в их структуре минимальны.

В табл. 2.1 представлены также примеры двух других кодов, в какой-то степени родственных единичному параллельному коду. Код «*один из n*» (столбец \mathbf{B}_2 в таблице), называемый также *распределительным*, содержит единицу на месте самого правого нуля единичного параллельного кода; остальные его биты – нулевые. Число комбинаций такого кода равно числу используемых битов n и получается на единицу меньшим, чем у единичного параллельного кода при том же числе n .

Коды вида « $k \leftrightarrow k+1$ » (столбец \mathbf{B}_3) были предложены на кафедре ИИТ ЛПИ им. М.И.Калинина В.А.Краснобаевым, который исследовал возможности жидкостных кодирующих устройств, подобных по конструкции капилляру рисунка 2.5, но с заменой сплошного столбика проводящей жидкости перемещающейся каплей. Последняя играла роль кодированного единицами участка незамкнутой кодовой дорожки, а выходные электроды – роль воспринимающих элементов, обеспечивающих получение всех битов кодовой комбинации с *единственной* кодированной дорожки.

Более плодотворен принцип получения всех битов с одной дорожки в применении к датчикам угловых положений, у которых кодированная дорожка замыкается в кольцо. На рис. 2.6 показаны развертки двух таких кольцевых дорожек.



Для подобных устройств развита теория так называемых *комбинаторных шкал* и соответственно *комбинаторных кодов*.

Рис. 2.6, а представляет один из вариантов шкалы для комбинаторного кода, известного под названием «два из пяти». Дорожка содержит 10 участков: один (левый на рисунке) кодирован единицей, следующие два – нулями, затем три – единицами и четыре – нулями. Пять воспринимающих элементов **a, b, c, d, e** расположены равномерно по углу. Четыре приведенных на рисунке примера взаимного расположения шкалы и воспринимающих элементов (в реальных датчиках положения, наоборот, обычно неподвижны воспринимающие элементы, а кодированная шкала перемещается) ясно показывают: всегда два воспринимающих элемента, либо смежные, либо установленные через один, будут воспринимать единицы, а три остальные – нули. Таких кодовых комбинаций существует ровно десять. Заметим, что коды, все комбинации которых содержат одно и то же число единиц, иногда называют *кодами постоянного веса*.

На рис. 2.6, б изображен другой пример получения десяти кодовых комбинаций с одной замкнутой в кольцо кодированной дорожки (на рисунке снова дана ее развертка). На этот раз воспринимающие элементы **a, b, c, d, e** устанавливаются не равномерно по окружности, а рядом, на смежных участках шкалы. Получающийся код называют по фамилиям его авторов *кодом Либба – Крейга*. При перемещении шкалы влево относительно воспринимающих элементов исходная кодовая комбинация 00000 переходит в 00001, затем в 00011; 00111; 01111 и 11111 (справа налево как бы проходит «волна единиц»); при дальнейшем движении возникает и проходит справа налево такая же «волна нулей», заканчивающаяся последней комбинацией 10000.

Таким образом, одним из свойств кодов, представляющих интерес для ЦИТ, является возможность получения нескольких двоичных разрядов с одной дорожки кодированной шкалы.

Другое важное свойство – *взвешенность кодов*, т.е. возможность присвоения каждому *i*-му двоичному разряду кодовой таблицы такого *взвешивающего коэффициента*, или, короче, *веса m_i* , что для любой кодовой комбинации ее числовое значение найдется по формуле (см. раздел 1.5.1):

$$N = \sum_{i=1}^n m_i \alpha_i.$$

Напомним, что здесь и далее самому правому (младшему) разряду кодовой комбинации приписан номер $i = 1$; самому левому разряду – номер $i = n$; символ α_i обозначает двоичную переменную; число N понимается как целое. В литературе иногда используется обратная нумерация, счет разрядов часто начинают не с единицы, а с нуля, а в некоторых случаях изображаемое число рассматривают как дробное (нормализованное).

Разумеется, не следует путать свойство взвешенности кодов со свойством постоянства веса комбинаций, которое присуще, например, упомянутому выше коду «2 из 5». Это совершенно различные свойства.

Как уже говорилось выше в разделе 1.5, важность взвешенных кодов определяется тем, что они позволяют использовать физическую аддитивность таких величин, как ток, сопротивление, проводимость, масса и др. для построения ЦАП и АЦП. При этом выходная величина ЦАП, – например, ток, – получается как сумма токов, заранее подогнанных (естественно, с некоторыми

погрешностями) в соответствии с весами разрядов используемого кода. Говорилось также и о том, что натуральный двоичный код является взвешенным, и веса его разрядов составляют

$$m_i = 2^{i-1}.$$

Другие системы весов чаще всего бывают нужны в случаях, когда ЦСИ управляется человеком (если это калибратор) или формирует цифровой отсчет для человека (если это вольтметр, частотомер и т.п.). Для человека привычна десятичная система счисления; компромиссом между этой привычкой и удобством использования двоичных элементов внутри ЦСИ является использование *двоично-кодированных десятичных систем счисления*, или иначе *двоично-десятичных кодов*.

В двоично-десятичном коде число изображается последовательностью десятичных цифр, но каждая цифра кодируется двоичными символами. Поэтому для описания двоично-десятичного кода обычно достаточно представить таблицу кодирования десятичных цифр от 0 до 9.

Таблица 2.2.

N	8421	2421	2421	2421	7421	8421+3
	B₁	B₂	B₃	B₄	B₅	B₆
0	0000	0000	0000	0000	0000	0011
1	0001	0001	0001	0001	0001	0100
2	0010	0010	1000	0010	0010	0101
3	0011	0011	1001	0011	0011	0110
4	0100	0100	1010	0100	0100	0111
5	0101	0101	1011	1011	0101	1000
6	0110	0110	1100	1100	0110	1001
7	0111	0111	1101	1101	1000	1010
8	1000	1110	1110	1110	1001	1011
9	1001	1111	1111	1111	1010	1100

В табл. 2.2 представлено несколько таких кодов. Все они – четырехбитовые (*тетрадные*); коды с избыточным числом битов используются реже (заметим, что выше на рис. 2.6 были даны два примера пятибитовых двоично-десятичных кодов).

Наиболее естественным способом кодирования десятичных цифр является представление соответствующих однозначных чисел натуральным двоичным кодом. Так строится *двоично-десятичный код 8421* (столбец **B₁** в табл. 2.2). Например, число 1945 в этом коде запишется (потетрадно) следующим образом: 0001 1001 0100 0101. Последовательность весов битов в этой записи, слева направо: 8000; 4000; 2000; 1000; 800; 400; 200; 100; 80; 40; 20; 10; 8; 4; 2; 1. Видно, что только последняя четверка весовых коэффициентов совпадает с весами натурального двоичного кода.

Недостатком кода 8421 применительно к таким устройствам, как ЦАП по рис. 1.10, является избыточная сумма весовых коэффициентов, равная 15: для кодирования цифр от 0 до 9 достаточна сумма весов 9. Избыточная сумма весов увеличивает погрешность ЦАП (или АЦП на его основе). Исследовано и

испробовано на практике большое число различных двоично-десятичных кодов с суммой весов, равной 9. Из них наибольшее распространение получили коды с весами 2421. Вообще говоря, *любая* четырехбитовая комбинация с весами битов 2421 может быть расшифрована как десятичная цифра; однако чаще определенным образом отбирают 10 разрешенных комбинаций, считая остальные шесть *запрещенными*.

В табл. 2.2 представлены разрешенные комбинации *трех* различных кодов 2421.

В столбце **V₂** приведен код 2421, удобный для использования в счетчиках импульсов: *недвоичный переход* от 0111 к 1110 просто реализуется с помощью «обратной связи» со старшего триггера счетчика на два предыдущих.

Столбец **V₃** представляет код 2421, удобный для цифроаналоговых преобразователей цифровых вольтметров: недвоичный переход между 0001 и 1000, приводящий к раннему появлению «старшей» двойки, облегчает обеспечение однозначности формирования кодового представления цифр в процессе преобразования методом «последовательных приближений».

Столбец **V₄** изображает *самодополняющийся код 2421*, или *код Айкена*, по фамилии Говарда Айкена, разработчика американских электромеханических вычислительных машин Марк-1 и Марк-2 (первый проект Айкена – 1937 г.; завершение машины Марк-2 – 1947 г.).

Самодополняемость есть свойство двоично-десятичного кода, заключающееся в том, что инверсия всех битов комбинации, изображающей однозначное число x , превращает ее в комбинацию, изображающую число $9 - x$. По таблице легко проверить, что для всех комбинаций кода Айкена это верно.

В столбце **V₅** табл. 2.2 приведен код 7421, замечательный тем, что ни одна из его комбинаций не содержит более двух единиц. Это облегчает обнаружение некоторых сбоев (см. ниже раздел 2.2.7).

Наконец, в столбце **V₆** представлен невзвешенный *код с избытком 3*, или *код Штибица*, по фамилии немецкого разработчика ранних вычислительных машин. Этот код получается путем арифметического прибавления к комбинациям кода 8421 комбинации 0011, изображающей число 3. Нетрудно видеть, что код Штибица тоже обладает свойством самодополняемости.

Нужно отметить, что не всегда неоднозначность изображения чисел (свойственная всем взвешенным кодам с весовыми коэффициентами, уменьшенными по сравнению с двоичными весами 2^{i-1}) рассматривается как нежелательная. Примером намеренного введения и использования такой неоднозначности является система счисления, построенная на числах Фибоначчи. *Ряд Фибоначчи* строится следующим образом: первые два числа равны 1, каждое следующее получается суммированием двух предыдущих: **1; 1; 2; 3; 5; 8; 13; 21; 34** и т.д. Ошибка в любом разряде кода с такими весами, заключающаяся в замене в этом разряде единицы нулем, может быть скомпенсирована единицами в двух смежных более младших разрядах.

Еще одно свойство кодов, которое зачастую оказывает решающее влияние на их выбор, называется *однопеременностью*. Код для изображения чисел называют *однопеременным* или иногда *соседним*, если комбинации, соответствующие смежным (соседним) числам, различаются только в одном разряде. Натуральный двоичный код не является однопеременным: например, комбинации 01111111 и 10000000, изображающие соседние числа 127 и 128, различаются в восьми разрядах – в семи младших разрядах получают переходы $0 \rightarrow 1$ и в одном старшем $1 \rightarrow 0$.

Прежде, чем рассматривать сами однопеременные коды, займемся обоснованием целесообразности их применения.

Устройства, работающие в неоднородных кодах, могут давать сбои в ситуациях, когда требуется слежение за непрерывно изменяющейся кодированной величиной и возможно считывание кода в произвольный момент процесса его изменения. Такие ситуации чаще всего возникают при измерениях во временной и пространственной областях. Например, рассмотрим устройство *датирования событий*, состоящее из опорного генератора (источника импульсной временной шкалы), счетчика импульсов шкалы и регистра, в который переписывается кодовая комбинация со счетчика в момент появления датированного события. Если сигнал события приходит в момент смены кодовой комбинации в счетчике, возможна запись в регистр ложной комбинации, не совпадающей ни с предыдущей, ни с последующей комбинацией счетчика. Другой пример – цифровые весы с кодированным диском, установленным на месте поворачивающейся стрелки аналоговых весов. Если диск кодирован натуральным двоичным кодом (по аналогии с рейкой, изображенной на рис. 1.21, а раздела 1.5.5), то возможно попадание воспринимающих элементов на линию смены сразу нескольких разрядов кода (далее будем называть ее *опасной границей*). Это, с учетом конечных размеров воспринимающих элементов и допусков на их установку, опять-таки может привести к считыванию ложной комбинации. Если одновременно изменяются все разряды кода, то, вообще говоря, может быть получена любая ложная комбинация, включая «все нули» и «все единицы».

Описанное явление принято называть *неоднозначностью считывания кода*.

Во временной области проблема неоднозначности довольно легко решается с помощью приема, называемого *тактированием*: импульс датированного события замещается ближайшим следующим за ним импульсом тактовой последовательности, смещенной по отношению к последовательности импульсов временной шкалы.

В цифровых весах тоже применялись устройства механического смещения кодированного диска, исключавшие возможность попадания воспринимающих элементов на опасные границы. Однако механические устройства громоздки и медленны; более удобным способом исключения неоднозначности является *расщепление воспринимающих элементов* всех разрядов, кроме младшего (рис. 2.7).

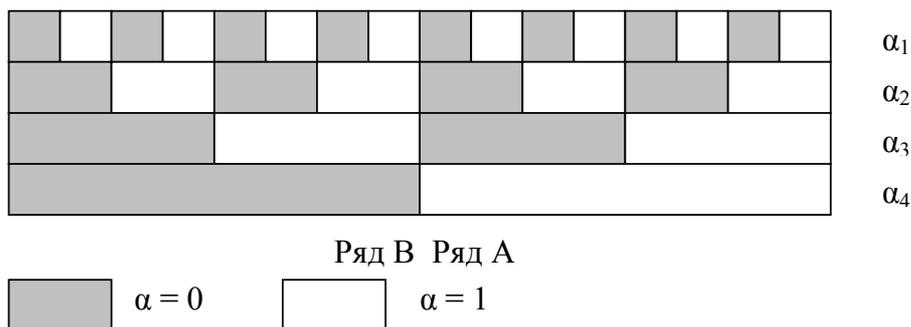


Рис. 2.7.

На рис. 2.7 повторено изображение кодированной рейки по рис. 1.21, а, но с расщепленными воспринимающими элементами (щетками) трех старших разрядов, сдвинутыми от линии считывания вправо (вперед) и влево (назад) *на половину протяженности участка младшего разряда*. Щетка младшего разряда на рисунке находится на опасной границе кодовых комбинаций. Однако, в зависимости от ее случайного смещения относительно номинального положения, с нее может быть считан как «0», так и «1». Сигнал $\alpha_1 = 0$ указывает на то, что младшая щетка сошла с опасной границы в сторону возрастания кодового отсчета. Значит, для надежного получения остальных разрядов нужно их считывать со щеток *опережающего ряда А*. Напротив, при $\alpha_1 = 1$ нужно считывать остальные разряды со щеток *отстающего ряда В*. Это легко выразить формулой, годящейся для всех $i > 1$:

$$\alpha_i = \alpha_1 \alpha_{iA} \vee \alpha_1 \alpha_{iB}.$$

Расположение воспринимающих элементов по рисунку 2.7 называют *U-расположением* по виду узора, образуемого щетками. Применяют также *V-расположение*, при котором смещение щеток каждого $(i + 1)$ -го разряда относительно линии считывания *удваивается* по сравнению со смещением щеток i -го разряда. При этом формула становится незначительно сложнее:

$$\alpha_i = \alpha_{i-1} \alpha_{iA} \vee \alpha_{i-1} \alpha_{iB}.$$

Коды, получающиеся непосредственно с воспринимающих элементов при их *U-* или *V-*расположении, называют *двоично-сдвинутыми кодами*.

Расщепление воспринимающих элементов устраняет проблему неоднозначности считывания кода и широко применяется на практике, хотя и усложняет конструкцию преобразователей. *Более экономичным решением оказывается применение однопеременных кодов: у этих кодов нет опасных границ между кодовыми комбинациями.*

Заметим, что однопеременные коды полезны также в случаях, когда последовательно меняющиеся кодовые комбинации требуется *непрерывно* дешифровать, т.е. преобразовывать в код «один из n » (см. табл. 2.1). Неоднопеременные коды в этой ситуации могут давать на выходе дешифратора короткие паразитные выбросы из-за одновременного изменения отдельных битов дешифруемой комбинации. Применение однопеременных кодов гарантирует отсутствие выбросов.

Двоичный однопеременный код строится обычно с использованием *принципа отражения*. Этот общий (выходящий за рамки теории кодов) инженерный принцип можно сформулировать так: *если после «рабочего» изменения какого-либо сигнала происходит скачкообразное возвращение в исходное состояние, и этот скачок почему-либо вреден, его можно заменить «рабочим» же изменением сигнала в противоположном (отраженном) направлении*. В данном случае одна или несколько накапливающихся единиц кода скачкообразно переходят в нули; значит, «вертикальную» (рассматриваемую в пределах одного или нескольких смежных столбцов) последовательность изменения той части разрядов, скачкообразное изменение которой должно быть устранено, следует отразить относительно места, где мог бы произойти скачок. Такой код называется *отраженным* или *рефлексным*.

Ниже в табл. 2.3 приведены некоторые коды для первых 20 целых неотрицательных чисел N . В колонке натурального двоичного кода (неоднопеременного) жирным шрифтом выделены группы битов, изменяющихся одновременно при переходе от одной комбинации к соседней.

Для построения отраженного однопеременного кода на каждом таком переходе должно происходить отражение «вертикального цикла» изменения групп битов.

Таблица 2.3

N	Двоичные коды		Двоично-десятичные однопеременные коды				
	Натуральный	Грея	Старшая тетрада	Младшие тетрады			Примеч.
				B ₁	B ₂	B ₃	
0	00000	00000	0000	0000	0000	0000	То же далее во всех «четных» циклах
1	00001	00001	0000	0001	0001	0001	
2	00010	00011	0000	0011	0011	0011	
3	00011	00010	0000	0010	0010	1011	
4	00100	00110	0000	0110	0110	1111	
5	00101	00111	0000	1110	1110	0111	
6	00110	00101	0000	1010	1111	0110	
7	00111	00100	0000	1011	1101	0100	
8	01000	01100	0000	1001	1100	1100	
9	01001	01101	0000	1000	1000	1000	
10	01010	01111	0001	1000	1000	1000	То же далее во всех «нечетных» циклах
11	01011	01110	0001	1001	1100	1001	
12	01100	01010	0001	1011	1101	1011	
13	01101	01011	0001	1010	1111	0011	
14	01110	01001	0001	1110	1110	0111	
15	01111	01000	0001	0110	0110	1111	
16	10000	11000	0001	0010	0010	1110	
17	10001	11001	0001	0011	0011	1100	
18	10010	11011	0001	0001	0001	0100	
19	10011	11010	0001	0000	0000	0000	

Чтобы не иметь дело с большим числом отражений малых групп битов, удобнее рассматривать отражения *постепенно укрупняющихся* групп: при

а) б) в)

0	00	000
1	01	001
	11	011
	10	010
		110
		111
		101
		100

Рис. 2.8.

переходе от $N = 1$ к $N = 2$ отражается цикл изменения одного младшего бита (рис. 2.8, а); при переходе от $N = 3$ к $N = 4$ – цикл изменения двух младших битов (рис. 2.8, б); при переходе от $N = 7$ к $N = 8$ – цикл изменения трех младших битов (рис. 2.8, в), причем из рисунка 2.8 видно, что последний содержит один «прямой» и один «отраженный» цикл изменения двух младших битов и вдвое большее число чередующихся циклов изменения одного младшего бита. Аналогично, при переходе от $N = 15$ к $N = 16$ отражается цикл изменения четырех младших битов, и т.д. Построенный таким образом код

называют *кодом Грея*; в соответствующей колонке табл. 2.3 подчеркиваниями отмечены только что рассмотренные «линии отражения».

Рисунок рейки, кодированной этим кодом, был приведен выше на рис. 1.21, б раздела 1.5.5: на нем с первого взгляда видно отсутствие опасных границ. Отметим также, что два сигнала, получаемых от периодической шкалы по рис. 1.22, образуют двухразрядный код Грея.

После считывания комбинации кода Грея с какого-либо устройства ее часто преобразуют в более удобный код, обычно – натуральный двоичный (попытки выполнять вычисления в коде Грея делались, но были оставлены). Алгоритм такого преобразования основывается на том, что признаком принадлежности какого-либо бита комбинации «прямому» или «отраженному» циклу изменения этого разряда кода является *число единиц в более старших разрядах*. Если оно четное (в частности, нулевое), то цикл «прямой»; если нечетное – «отраженный». Отсюда следует очень простой алгоритм: нужно перебирать все разряды комбинации кода Грея, начиная со старшего разряда, и по ходу перебора суммировать их значения по модулю 2, выписывая каждый получающийся результат. Например, комбинация кода Грея 01110001 переходит в комбинацию натурального двоичного кода 01011110: старший разряд (в данном примере 0) всегда сохраняется; затем последовательное суммирование трех единиц по модулю 2 дает 101; последняя полученная к этому моменту единица не меняется при суммировании трех последующих нулей, но дает 0 при суммировании единицы младшего разряда.

Код Грея является невзвешенным, но его разрядам можно приписать *знакопеременные веса* $\pm(2^i - 1)$, т.е. $\pm 1; \pm 3; \pm 7; \pm 15$ и т.д., причем знаки весовых коэффициентов чередуются у единиц, перебираемых в кодовой комбинации слева направо (первая встреченная единица всегда имеет положительный вес). Поэтому, хотя числовое значение комбинации кода Грея обычно находят после перехода к натуральному двоичному коду :

$$N(01011110\mathbf{b}) = 64 + 16 + 8 + 4 + 2 = 94,$$

где число N записано как функция кодовой комбинации, а \mathbf{b} означает натуральный код; можно вычислить то же значение проще, без промежуточного преобразования, непосредственно в коде Грея (\mathbf{g}):

$$N(01110001\mathbf{g}) = 127 - 63 + 31 - 1 = 94.$$

Двоично-десятичные однопеременные коды применяются значительно реже, чем код Грея; однако на их примере можно видеть, что принцип отражения – не единственный прием построения однопеременного кода.

Начнем с того, что всякий четырехбитовый (тетрадный) однопеременный код для изображения десятичных цифр можно вписать в карту Вейча – Карно следующим образом. Разметим столбцы и строки карты комбинациями двухбитового кода Грея и припишем каждой клетке четырехбитовую комбинацию из битов столбца, за которыми следуют биты строки. Вписав цифры от 0 до 9 в карту так, чтобы соседние цифры оказались в смежных (по обычным правилам) клетках, а цифра 9 была в клетке, смежной с цифрой 0, получим один из возможных однопеременных кодов. Три примера приведены в картах таблицы 2.4 и в соответствующих им колонках таблицы 2.3..

Так, симметричное расположение цифр, показанное в карте \mathbf{B}_1 таблицы 2.4, дает очень удобный код *Воттса*. Из соответствующего столбца \mathbf{B}_1 таблицы 2.3 видно, что при использовании этого кода в *многодекадном* преобразователе отражение последовательности десяти комбинаций, (происходящее во всех циклах с нечетным числом единиц в более старших разрядах) не меняет

структуры дорожек (битовых колонок в таблице) трех младших двоичных разрядов тетрады.

Однако структура дорожек изменится, если цифры в карте расположить несимметрично. Такой пример (код Томпкинса) приведен в карте \mathbf{B}_2 табл. 2.4 и в столбце \mathbf{B}_2 табл. 2.3. Видно, что лишь в пределах одной декады три разряда могут быть считаны с одной кодовой дорожки (в каждой из колонок – пять единиц подряд); но уже в последовательности из двадцати комбинаций все колонки в результате отражения становятся различными. В подобных случаях полезна замена принципа отражения *принципом инверсии двоичного разряда, нарушающего одноперемежность*, иллюстрируемого картой \mathbf{B}_3 табл. 2.4 и столбцом \mathbf{B}_3 табл. 2.3. В этом столбце сохранены структуры колонок трех разрядов тетрады, и оставлена возможность считывания их с одной кодовой дорожки.

Таблица 2.4

\mathbf{B}_1	00	01	11	10
00	0	-	-	9
01	1	-	-	8
11	2	-	-	7
10	3	4	5	6

\mathbf{B}_2	00	01	11	10
00	0	-	8	9
01	1	-	7	-
11	2	-	6	-
10	3	4	5	-

\mathbf{B}_3	00	01	11	10
00	0	7	8	9
01	1	-	-	-
11	2	5	4	3
10	-	6	-	-

Отметим, что столбец \mathbf{B}_1 таблицы 2.3 удовлетворяет одновременно как принципу отражения, так и принципу инверсии двоичного разряда, нарушающего одноперемежность.

Структура совокупности колонок кодовых таблиц, о которой только что говорилось, связана с еще одним интересным, лежащим на границе аналогового и кодового представлений информации, понятием – *фазовым представлением кодов* (рис. 2.9).

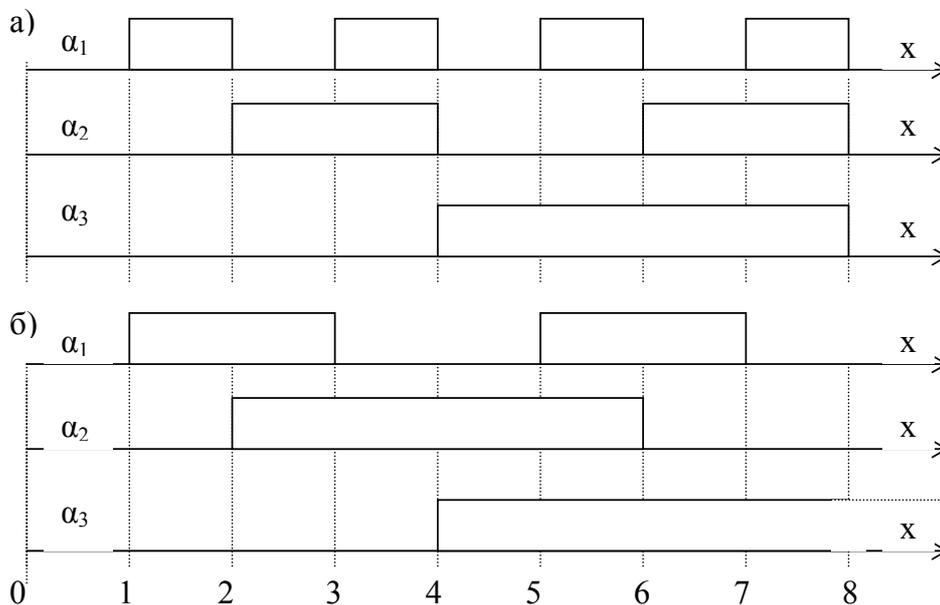


Рис. 2.9.

Рассмотрим набор функций вида $f_i(x) = \sin(2\pi x/2^i)$ и припишем двоичной переменной α_i значение 0, если $f_i(x) > 0$, и значение 1, если $f_i(x) < 0$. Совокупность $\alpha_n \alpha_{n-1} \dots \alpha_2 \alpha_1$ для некоторого аргумента x , общего для всех функций (рис. 2.9, а), есть кодовая комбинация натурального двоичного кода, изображающая целое число $N = \text{ent}(x)$, где ent означает целую часть.

Аналогично, набор функций вида $f_i(x) = \cos(\pi x/2^i)$ позволяет получить кодовую таблицу кода Грея (рис. 2.9, б). Отметим, что на графиках рисунка 2.9 значение кодовой комбинации N принимается одним и тем же на протяжении всего единичного отрезка оси абсцисс; например, $N = 3$ при $3 \leq x < 4$.

Фазовое представление кодов удобно использовать при описании работы АЦ преобразователей, основанных на волновых явлениях, в частности, построенных на базе интерферометров.

Можно обобщить методику фазового представления кодов, допуская смещение гармонических функций как по оси абсцисс, так и по оси ординат. Такое обобщение может быть полезным при описании различных устройств интерполяции внутри цикла синусно-косинусного сигнала (см. выше раздел 1.5.5).

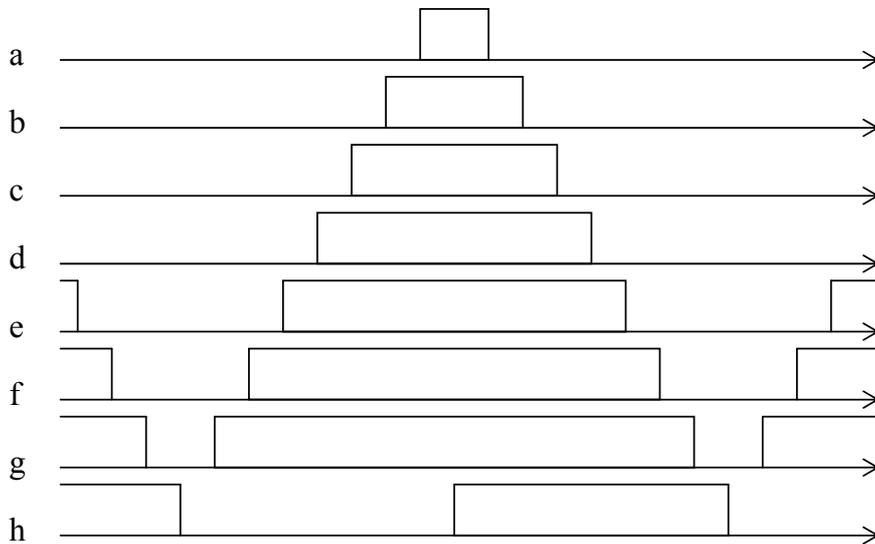


Рис. 2.10

Например, на рис. 2.10 показана совокупность кодовых сигнальных функций, типичная для одного из способов интерполяции – такие кодовые комбинации получаются (не будем отвлекаться на детали реализации) на выходах набора компараторов, входящего в устройство интерполяции. В качестве аргумента в данном случае удобно рассматривать преобразуемый атрибут, например, пространственную координату. Ясно, что для описания (с помощью методики фазового представления) кодовых функций с неодинаковой длиной «нулевых» и «единичных» участков может быть использовано смещение исходных гармонических функций по оси ординат.

Графики типа рисунка 2.10 более наглядны, чем кодовые таблицы, и могут служить удобным средством, облегчающим проектирование логических цепей преобразования кодов, в частности, в тех же устройствах интерполяции.

2.2.4. Представление знакопеременных величин в цифровых средствах измерений

В большинстве случаев измеряемые средствами ЦИТ реализации величин или, в более общем виде, атрибутов – различные напряжения, токи, пространственные координаты и т.д. – могут иметь как положительный, так и отрицательный знак (применительно к напряжениям используют также термин *полярность*). Даже при измерении беззнаковых величин, таких как масса, электрическое сопротивление или абсолютная температура, *разности и приращения* измеряемых величин могут иметь различные знаки.

Способы кодового представления знакопеременных величин мало зависят от структур выбранных кодов, если последние предназначаются только для представления чисел. *Используются три основных способа: дополнительные коды, смещенные коды и прямые коды со знаком.*

Принцип построения *дополнительных кодов* основан на том, что таблицу числового кода, как правило, можно замкнуть в кольцо: прибавление единицы к последнему числу таблицы дает число, расположенное в ее начале. Соответственно, если отнять единицу от нуля, расположенного в начале таблицы, получится число, кодовая комбинация которого находится в конце таблицы. *В дополнительном коде этой комбинации присваивается значение минус единицы, и вычитание может быть продолжено дальше до середины таблицы.* Таким образом, отрицательные числа располагаются в интервале от середины до конца таблицы.

При переходе от натурального n -разрядного двоичного кода к дополнительному коду старший (n -й) разряд становится знаковым (значение $\alpha_n = 0$ соответствует неотрицательным, а $\alpha_n = 1$ – отрицательным числам); при этом количество изображаемых положительных чисел оказывается равным $2^{n-1} - 1$, а отрицательных 2^{n-1} . Общее количество комбинаций, включая нулевую, остается равным 2^n . То же справедливо для дополнительного кода Грея.

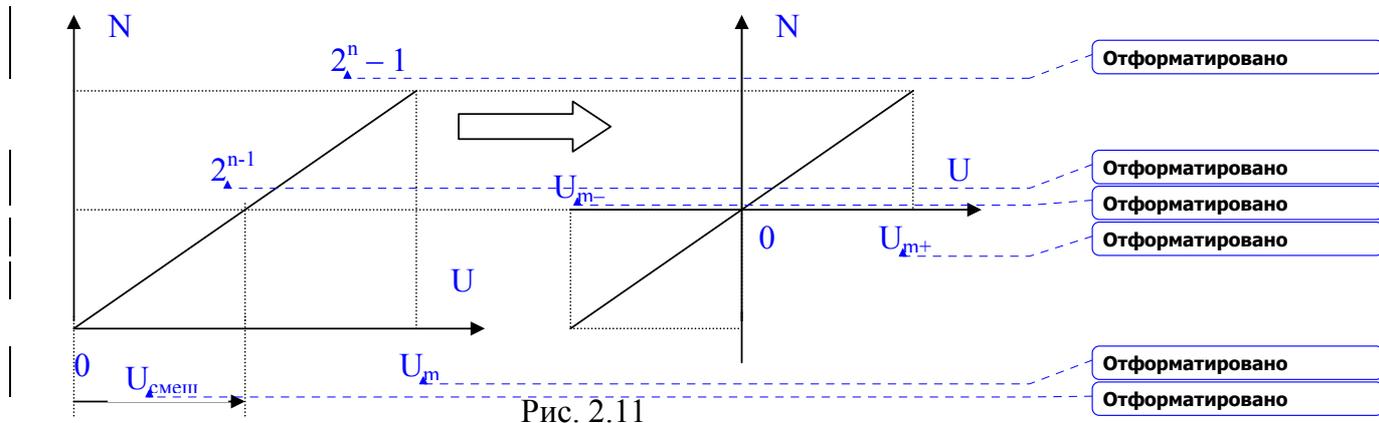
Ясно, что любой АЦ преобразователь, основанный на реверсивном счете импульсов, при переходе измеряемой величины через нуль в отрицательную область *автоматически даст отсчет в дополнительном коде*, если только не организовать логическими средствами запрет такого перехода. Например, в дополнительном коде будет работать *инкрементный* – см. рис. 1.22 в разделе 1.5.5 – преобразователь перемещение \rightarrow код.

Точно так же, если использовать для преобразования угловой координаты кодированный диск, размеченный по всей окружности всеми возможными кодовыми комбинациями, то можно с одинаковым правом считать диапазоном изменения координаты $0...360^\circ$ или $(-180...+180)^\circ$, *не меняя рисунка кода и начального положения воспринимающих элементов*, будь то натуральный двоичный код, двоично-сдвинутый код или код Грея. В любом из этих случаев отрицательные углы будут отсчитываться в дополнительном коде (заметим, что *понятие дополнительный код относится ко всей кодовой таблице*, включающей как отрицательные, так и положительные числа).

Двоичный дополнительный код является *взвешенным*; вес старшего (знакового) разряда равен (-2^{n-1}) , остальные разряды имеют веса 2^{i-1} , как и в натуральном двоичном коде. Например, комбинация 10001110 двоичного дополнительного кода может быть расшифрована как $-128 + 8 + 4 + 2 = -114$. Другой способ расшифровки состоит в нахождении модуля числа по известному правилу: инвертировать все биты комбинации отрицательного числа и

прибавить 1. Для данного примера модуль $01110001 + 1$ расшифровывается как $64 + 32 + 16 + 2 = 114$.

Смещенные коды применяются в случаях, когда нужно перевести АЦП или ЦАП с однополярной характеристикой в биполярный режим



На рис. 2.11 слева изображена однополярная характеристика преобразования некоторого АЦП, отображающего положительное напряжение n -разрядным натуральным двоичным кодом. Предположим, что необходимо использовать этот АЦП для преобразования биполярного сигнала с симметричным относительно нуля диапазоном изменения. Пусть для простоты размах преобразуемого сигнала соответствует входному диапазону АЦП: $0 \dots U_m$. Тогда достаточно включить в измерительный канал перед входом АЦП аналоговый сумматор, добавляющий к преобразуемому напряжению U_x смещающее напряжение $U_{смещ}$ той же полярности, что и входной сигнал АЦП, и такого размера, чтобы при $U_x = 0$ выходная кодовая комбинация АЦП имела вид $1000 \dots 00$. Ранее, в натуральном двоичном коде, она соответствовала числу 2^{n-1} ; теперь же, в смещенном коде, она должна обозначать 0. Результирующая характеристика изображена на рис. 2.11 справа.

Аналогично вводится смещенный код для ЦАП. Чтобы преобразовать однополярную характеристику ЦАП в биполярную, к его выходному напряжению добавляют смещающее напряжение *противоположной полярности*.

Значения комбинаций смещенного двоичного кода могут быть найдены по очевидной формуле

$$N = \sum_{i=1}^n 2^{i-1} \alpha_i - 2^{n-1}.$$

На следующей странице в табл. 2.5 приведены значения одних и тех же кодовых комбинаций (из начала, середины и конца кодовых таблиц) для трех различных двоичных кодов: натурального (беззнакового), дополнительного и смещенного. Видно, что для любого числа N комбинации смещенного и дополнительного кодов различаются только в старшем (знаковом) разряде. Например, отрицательные числа (отмеченные в табл. 2.5 заливкой) имеют знаковый разряд, равный в дополнительном коде 1, а в смещенном 0, остальные же разряды полностью совпадают.

Таблица 2.5

Кодовая комбинация	Значение N кодовой комбинации в двоичных кодах:		
	натуральном	дополнительном	смещенном
111...111	$2^n - 1$	- 1	$2^{n-1} - 1$
111...110	$2^n - 2$	- 2	$2^{n-1} - 2$
111...101	$2^n - 3$	- 3	$2^{n-1} - 3$
...
100...010	$2^{n-1} + 2$	$- 2^{n-1} + 2$	2
100...001	$2^{n-1} + 1$	$- 2^{n-1} + 1$	1
100...000	2^{n-1}	$- 2^{n-1}$	0
011...111	$2^{n-1} - 1$	$2^{n-1} - 1$	- 1
011...110	$2^{n-1} - 2$	$2^{n-1} - 2$	- 2
011...101	$2^{n-1} - 3$	$2^{n-1} - 3$	- 3
...
000...010	2	2	$- 2^{n-1} + 2$
000...001	1	1	$- 2^{n-1} + 1$
000...000	0	0	$- 2^{n-1}$

Прямые коды со знаком применяются преимущественно в цифровых приборах и калибраторах, обменивающихся данными с человеком. Нам привычна именно такая форма представления знакопеременных чисел: отдельно кодируется знак, отдельно – модуль числа. Один из способов получения такого кода при АЦ преобразовании можно объяснить на примере АЦП двухтактного интегрирования, временная диаграмма которого была приведена на рис. 1.19 раздела 1.5.4. Предположим, что преобразуемая величина U_x на входе этого АЦП меняет полярность. Тогда напряжение $U_{\text{инт}}$ в такте интегрирования U_x будет изменяться в другую (на рисунке 1.19 – в отрицательную) сторону. Знак этого изменения определяют, опрашивая компаратор перед окончанием такта интегрирования U_x , и по полученному результату выбирают, какой источник опорного напряжения U_{REF} – положительной или отрицательной полярности – подключать во втором такте. Таким образом, сперва (в конце первого такта) определяется знак U_x , а затем (по окончании второго такта) становится известным его модуль, выраженный числом сосчитанных импульсов шкалы-посредника.

Подобный же метод получения отсчета в прямом коде реализуют в цифровых компенсаторах поразрядного уравнивания (последовательных приближений). Эти приборы по структуре аналогичны АЦП рисунка 1.12, но строятся на базе ЦАП с кодоуправляемыми делителями напряжения или тока (см. раздел 1.5.3), допускающими подачу опорного напряжения различной полярности. В начале цикла преобразования устанавливают нулевой выходной сигнал ЦАП, и компаратор дает выходной сигнал, соответствующий полярности U_x . В зависимости от последней выбирают полярность опорного напряжения ЦАП, а, следовательно, и полярность выходного сигнала ЦАП, с которым сравнивается входной сигнал АЦП. Отметим, что при этом одновременно с переключением U_{REF} должна изменяться логика работы компаратора: его сигнал, который при одной полярности U_{REF} воспринимался как «много»

(обычно под этим понимается условие $|\mu U_{REF}| > |U_X|$), при другой полярности будет означать «мало». Аналогичное переключение компаратора должно выполняться и в рассмотренном выше биполярном АЦП двухтактного интегрирования.

Известны также структуры АЦ преобразователей, которые без каких-либо переключений формируют кодовый результат, соответствующий модулю преобразуемого напряжения; в таких случаях полярность этого напряжения приходится определять независимым методом.

2.2.5. Выбор кодов из соображений удобства индикации и регистрации данных

Индикация кодового результата преобразования нужна главным образом в цифровых приборах, обменивающихся данными с человеком; при этом, естественно, результат представляется (и при необходимости регистрируется) в десятичной системе. В ЦСИ домикроспроцессорных поколений это заставляло использовать во всех аналого-цифровых узлах двоично-десятичные коды (см. выше раздел 2.2.3); современная элементная база позволяет производить большинство преобразований в двоичном коде, и только перед выдачей данных на индикатор выполнять программными средствами (аппаратные преобразователи многоразрядных кодов довольно сложны) преобразование в код, удобный для индикации.

Двоично-десятичные коды, вообще говоря, не избавляют от необходимости преобразования кодового изображения десятичных цифр перед непосредственной подачей сигнала на индикатор. Средства такого преобразования называют в более простых случаях (например, при преобразовании кода 8421 в код «один из 10») *дешифраторами*, в более сложных – *знакогенераторами*.

На ранних этапах развития ЦИТ преимущественно использовались цифровые десятичные индикаторы, работавшие в коде «один из 10»: для высвечивания какой-либо цифры следовало зажечь одну из 10 лампочек накаливания или соединить с общей шиной один из 10 катодов газоразрядной индикаторной лампы. Соответственно появились микросхемы дешифраторов с большим выходным током (ИД10 в составе серий 155 ... 555 – до 80 мА) или большим допустимым перепадом выходного напряжения (155ИД1 – до 60 В).

Позже получили распространение знаковосинтезирующие светодиодные и жидкокристаллические индикаторы, в основном семисегментные (реже встречались другие физические принципы индикации и другие числа сегментов). Для работы с ними понадобились преобразователи кода 8421 в «*семисегментный*» код.

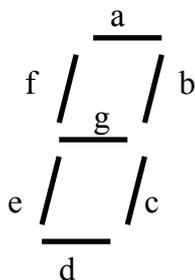


Рис. 2.12

Сегменты индикатора прямо обозначать латинскими буквами так, как показано на рис. 2.12. Если сопоставить видимому при индикации какой-либо цифры сегменту значение двоичного символа 1, а невидимому соответственно 0 (этим значениям в зависимости от устройства индикатора могут соответствовать совершенно различные физические сигналы), то код семисегментного индикатора изобразится так, как показано ниже в табл. 2.6.

Таблица 2.6.

Цифры	Сегменты индикатора						
	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	1	1	0	1
3	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	1	0	0	1	1
5	1	0	1	1	0	1	1
6	1	0	1	1	1	1	1
7	1	1	1	0	0	0	0
8	1	1	1	1	1	1	1
9	1	1	1	1	0	1	1

Светодиодные (LED – light emitting diodes) семисегментные индикаторы требуют сравнительно большого тока, примерно от 3 до 20 мА на сегмент; жидкокристаллические (LCD – liquid crystal devices) более экономичны, но сложнее в управлении: при сигнале в виде меандра, подаваемом на подложку индикатора, *противофазный* меандр на сегменте делает последний видимым, а *синфазный* – невидимым. Для семисегментных индикаторов также выпущены дешифраторы (например, 514ИД1 и ИД2 для светодиодных, 564ИД4 и ИД5 для жидкокристаллических); но в ЦСИ с микропроцессорным контроллером нетрудно обойтись без дешифраторов, реализуя знакогенератор в виде таблицы в программе контроллера.

Семисегментные индикаторы позволяют, наряду с цифрами, индцировать некоторые буквы и знаки, но набор их очень ограничен. Намного более широкие возможности обеспечивают *матричные индикаторы*.

В настоящее время существует много типов матричных индикаторов со встроенными устройствами управления, которые позволяют индцировать цифры, буквы и другие символы и при этом не требуют от разработчика знания, как конкретно формируется тот или иной символ. Это достигается благодаря использованию в качестве входного кода микросхем достаточно универсального алфавитно-цифрового кода, например, ASCII – American Standard Code for Information Interchange. Из различных его вариантов часто используется семибитовый (с нулевым старшим битом в байте), содержащий цифры, прописные и строчные латинские буквы, знаки препинания и некоторые другие символы, а также ряд служебных кодовых комбинаций. Восьмибитовая отечественная версия – *код обмена информацией КОИ-8* – позволяет индцировать также прописные и строчные русские буквы.

Достоинством кода ASCII (принято читать эту аббревиатуру как «аски» с ударением на «и») является закономерное расположение цифр и букв в его таблице. Цифры от 0 до 9 изображаются соответственно комбинациями от 00110000 до 00111001, т.е. к старшему полубайту 0011 добавляется младший полубайт, представляющий собой просто изображение цифры в двоично-десятичном коде 8421.

Чтобы получить комбинацию кода ASCII для прописной (заглавной) латинской буквы, нужно к трем битам 010 приписать пятибитовый номер буквы

в алфавите: буква А соответствует 01000001; В – 01000010, С – 01000011, и т.д. до двадцать шестой буквы Z – 01011010. Аналогично, строчные латинские буквы начинаются с комбинации 01100001 («а») и кончаются на 01111010 («z»). В табл. 2.7 даны формулы для быстрого нахождения смысла рассмотренных комбинаций кода ASCII в том виде, в котором они могут встретиться в текстах программ.

Таблица 2.7.

Изображаемый символ	Шестнадцатеричное выражение	Десятичное выражение
Цифра	30h + <номер цифры>	48 + <номер цифры>
Прописная латинская буква	40h + <номер буквы>	64 + <номер буквы>
Строчная латинская буква	60h + <номер буквы>	96 + <номер буквы>

При таком расположении цифр и букв между их последовательностями остаются промежутки, которые заполняются знаками препинания и другими символами. В частности, между цифрами и прописными латинскими буквами располагаются символы, приведенные в табл. 2.8.

Таблица 2.8.

Комбинация	Шестнадцатеричное выражение	Изображаемый символ
00111010	3Ah	:
00111011	3Bh	;
00111100	3Ch	<
00111101	3Dh	=
00111110	3Eh	>
00111111	3Fh	?
01000000	40h	@

В случаях, когда разработчику ЦСИ приходится «вписывать» в код ASCII *шестнадцатеричные цифры*, он может поступить двояко: либо сохранить традиционное для человека изображение последних шести цифр символами от «А» до «F», либо сохранить для этих цифр формулу таблицы 2.7, и тогда они изобразятся символами от «:» до «?» в соответствии с таблицей 2.8. Достоинства последнего варианта, при всей его экстравагантности – непрерывность отрезка кодовой таблицы, занятого цифрами, и простота кодирования и декодирования цифр.

Из других символьных комбинаций кода ASCII часто встречаются следующие: 00100000 или 20h («пробел»); 00101010 или 2Ah («*», используется как знак перегрузки прибора или служебный признак); 00101011 или 2Bh (знак полярности «+»); 00101101 или 2Dh (знак полярности «-»); 01111110 или 7Eh (знак режима работы на переменном токе «~»). Из служебных комбинаций кода рекомендуется помнить две: 00001010 или 0Ah – «перевод строки» (сокращенно

ПС или LF – line feed) и 00001101 или 0Dh – «возврат каретки» (сокращенно BK или CR – carriage return). Последовательность BK, ПС используется как признак конца символьной строки. При *регистрации* данных, строки которых заканчиваются такой последовательностью, они будут расположены одна под другой.

Некоторые трудности возникают при использовании кода ASCII в измерительных системах, где желательно передавать не только числовые значения величин, но и их единицы. Международные обозначения в этой области содержат греческие буквы: Ω как единица сопротивления, μ как десятичная приставка «микро». Разработан список обозначений единиц и десятичных приставок с использованием только прописных латинских букв; в частности, вместо Ω пишется ОНМ, вместо μ – U (если от μ оторвать начальный «хвостик», получается нечто похожее на латинское u, чем в английских текстах широко пользуются, заменяя μ на u). Наряду с этим, предложен способ обозначения единиц с помощью формул размерности, вообще исключая применение буквенных символов или каких-либо иных комбинаций кода ASCII.

2.2.6. Согласование кодов при сопряжении средств цифровой измерительной техники с вычислительными средствами

АЦП и ЦАП, как правило, обмениваются данными с микроконтроллерами; цифровые приборы могут включаться в измерительные системы и обмениваться данными с компьютером; все это требует согласования форматов данных и способов их кодирования. Для цифровых приборов до сих пор считалось предпочтительным выражение данных в виде символьных строк кода ASCII, который был рассмотрен выше в разделе 2.2.5, при этом удобно использовать десятичную систему счисления. Стандартные преобразования символьных строк выполняет компьютер. Поэтому ниже речь пойдет в основном о согласовании АЦП и ЦАП с микроконтроллерами.

В ходе развития вычислительной техники были испробованы различные способы кодирования чисел. Вначале использовались двоично-десятичные коды; позже были попытки построения вычислительных устройств в коде Грея. Большое внимание привлекала так называемая система остаточных классов или «код вычетов». В этой системе некоторое число N выражается в виде совокупности остатков от деления его на заранее заданные попарно взаимно простые *модули*. Например, если подать пачку импульсов на параллельно включенные входы счетчиков на 3, 7 и 11, то при числе N импульсов в пачке, меньшем, чем $3 \cdot 7 \cdot 11 = 231$, состояния счетчиков позволят однозначно восстановить число N . Достоинствами «кода вычетов» являются высокая скорость выполнения операций сложения и возможность введения избыточных модулей, обеспечивающих работоспособность устройства при частичных отказах.

Однако в микроконтроллерах и компьютерах массового применения для изображения целых чисел используется почти исключительно либо беззнаковый двоичный код, либо, если числа могут менять знак, дополнительный двоичный код. При изображении дробных чисел с фиксированной двоичной точкой

положение последней предполагается между знаковым разрядом и следующим за ним старшим разрядом дробной части.

В простейшем случае совпадения разрядности АЦП или ЦАП с разрядностью микроконтроллера и использования параллельного интерфейса единственное, что может потребоваться – это инверсия знакового разряда для перехода от смещенного кода АЦП к дополнительному коду микроконтроллера (или, наоборот, от дополнительного кода микроконтроллера к смещенному коду ЦАП).

При использовании последовательного интерфейса следует обращать внимание на порядок следования битов. Почти все микросхемы АЦП (а также и ЦАП) при обмене данными по последовательному каналу посылают (или соответственно принимают) *первым старший бит*; а во многих микроконтроллерах, в частности, типа 8051, принят обратный порядок – обмен *младшим битом вперед*. При их сопряжении приходится в микроконтроллере программно изменять порядок расположения битов в слове, посылаемом в регистр передатчика или получаемом из приемника последовательного канала. Некоторые АЦП, ЦАП и контроллеры *допускают изменение порядка следования передаваемых битов*; этой возможностью нужно уметь пользоваться.

Довольно типичной является ситуация различия разрядностей АЦП и микроконтроллера.

а)

D11	D10	D09	D08	D07	D06	D05	D04
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

D03	D02	D01	D00	0	0	0	0
-----	-----	-----	-----	---	---	---	---

б)

D11	D11	D11	D11	D11	D10	D09	D08
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

D07	D06	D05	D04	D03	D02	D01	D00
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Рис. 2.13.

На рис. 2.13 показаны два варианта расположения данных 12-разрядного АЦП (**D00** – младший, **D11** – старший бит) в двух словах 8-разрядного или в одном слове 16-разрядного контроллера. Расположение по рис. 2.13, а называется *выравниванием влево*; остающиеся младшие разряды при этом обычно заполняются нулями. Чаше используется *выравнивание вправо*, показанное (для знакопеременных данных, выраженных в дополнительном коде) на рис. 2.13, б. Для того, чтобы контроллер правильно воспринял знакопеременные данные, значения битов старших разрядов должны совпадать со значением бита знакового разряда АЦП (на рис. 2.13 это **D11**). Операция присвоения старшим битам слова в контроллере значения бита знакового разряда АЦП может быть выполнена как аппаратно, так и программно; ее называют *распространением* (или расширением) *знака*.

2.2.7. О выборе кодов для передачи данных

При передаче данных от АЦП или к ЦАП, даже в пределах одной платы, прежде всего учитываются соображения экономии проводов, которые заставляют преимущественно (если не требуется очень высокого быстродействия) использовать *последовательные коды*. При передаче на значительные расстояния, начиная от единиц и десятков метров и кончая километрами, выбор последовательных кодов становится однозначным.

При таких расстояниях приходится уделять много внимания выбору информативного параметра сигнала (ток, напряжение, частота и т.д.) и диапазона его изменения, т.е. *физическим характеристикам кода*. Не вдаваясь в подробности, отметим только, что даже при передаче двоичных символов «0» и «1» определенными уровнями напряжения, эти уровни часто целесообразно выбирать (и это закреплено стандартами) отличающимися от обычных для логических элементов.

Выше в разделе 2.2.2 было сказано, что изображение двоичных символов «0» и «1» заданными уровнями напряжения *обычно* не называют кодом; однако при сравнении различных способов изображения двоичных символов приходится и этот простейший способ именовать кодом. В частности, если, как в схемотехнике ТТЛ или КМОП, двоичный сигнал не меняет полярности, а только переключается между сравнительно низким (близким к нулю) и сравнительно высоким уровнями, то это называют *униполярным кодом без возвращения к нулю*.

Если «0» изображается напряжением одной полярности (например, положительным), а «1» – напряжением другой полярности, как в стандарте RS 232, то это называют *полярным кодом без возвращения к нулю*. Чтобы перейти от него к *коду с возвращением к нулю (RZ)*, нужно вставить между символами отрезки сигнала с напряжением, равным нулю. В *коде без возвращения к нулю с инверсией (NRZI)* «0» изображается изменением уровня (инверсией) по отношению к предыдущему символу, а «1» – тем же уровнем, что и предыдущий символ.

При наличии разделительных трансформаторов в цепях передачи данных система кодирования должна быть такой, чтобы сигнал не содержал постоянной составляющей. Этому требованию удовлетворяет, например, *код Манчестер-2*, или *биполярный фазоманипулированный код без возвращения к нулю* (рис. 2.14).

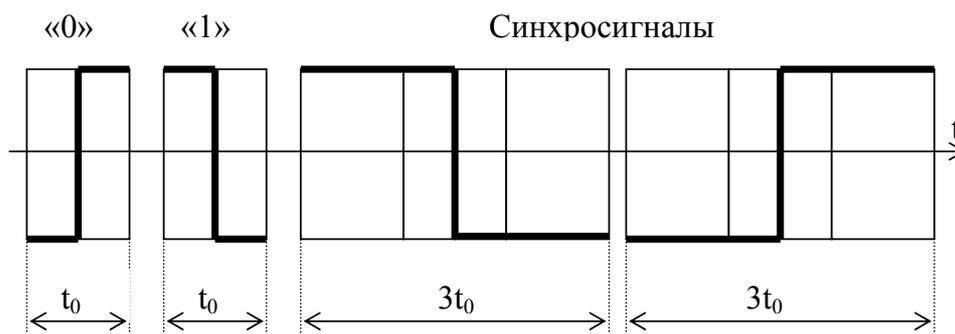


Рис. 2.14.

В этом коде логический «0» изображается перепадом сигнала внутри битового интервала t_0 в положительном направлении, логическая «1» – перепадом в отрицательном направлении, а кроме того, используются два различных синхросигнала, каждый из которых занимает три битовых интервала.

Код Манчестер-2 (как и некоторые другие коды, используемые для последовательной передачи информации) является *самосинхронизирующимся*; это значит, что он не требует отдельной линии для передачи вспомогательной последовательности тактовых импульсов (необходимая информация содержится в самих данных).

Фазоразностное кодирование отличается тем, что «1» в каком-либо битовом интервале изображается перепадом того же направления, что в предыдущем интервале, а «0» – перепадом противоположного направления.

Примером стандарта передачи измерительных данных с использованием *частотной манипуляции* для изображения двоичных символов может служить протокол **HART** (Highway Addressable Remote Transducer), в соответствии с которым «0» изображается сигналом с частотой 2200 Гц, а «1» – сигналом с частотой 1200 Гц. Естественно, сами по себе АЦП и ЦАП в этом и во всех других случаях выдают или принимают сигналы стандартных логических уровней; более сложные способы кодирования реализуются в специальных согласующих устройствах.

Что касается *логической структуры кодов*, используемых для передачи измерительных данных, то здесь приходится учитывать, помимо других факторов, необходимость различения информации различного рода (команд, адресов устройств, собственно данных), а также возможность искажений при передаче, что требует введения дополнительных проверочных символов.

Различать команды, адреса и данные проще всего при использовании кода ASCII, в котором служебные символы, цифры и буквы изображаются различными комбинациями. Если же требуется передавать команды, адреса и двоичные данные с *произвольными* значениями байтов по одной и той же, например, последовательной магистрали, то возможность выделения особого формата для команд и адресов, как правило, пропадает, так как байт данных может совпасть с любым байтом команды или адреса. В этой ситуации иногда искусственно разбивают байты данных на полубайты и передают их как шестнадцатеричные цифры в коде ASCII (с включением символов от «:» до «?»), как было сказано в разделе 2.2.5). Чаще встречается различение не по формату, а по порядку следования байтов, для чего этот порядок жестко устанавливают (вплоть до международной стандартизации). При небольших расстояниях признак команды может передаваться по отдельной линии; иногда в качестве такого признака используют – не по прямому назначению! – бит проверки на четность (паритета).

Своеобразный способ различения команд и данных реализуется в коде Манчестер-2 благодаря наличию двух разных синхросигналов (см. рис. 2.14). Один из них (левый на рисунке) используется как синхросигнал команд и другой служебной информации, другой (правый) – как синхросигнал данных.

Проблема защиты от искажений далеко выходит за рамки курса «Цифровые измерительные устройства»; в этой области разработана серьезная математическая теория. Отметим только, что в простейших случаях используют защиту по четности, а при большей вероятности искажений или более строгим требованиям к верности передачи число проверочных символов, дополняющих

блок данных и вычисляемых по определенным правилам, доводят до 8 или даже до 16.

Если по принятым правилам построения сообщения на некоторых местах должны стоять определенные символы (как, например, «стоповый бит» при старт-стопной передаче), их искажение должно быть воспринято как ошибка.

Особо следует выделить ситуации, когда можно ожидать искажений не в линии передачи, а в самом АЦ преобразователе, и есть возможность эти искажения обнаружить или даже исправить благодаря избыточности кодирования. Примеры этих, довольно разнообразных ситуаций по существу уже были даны в разделе 2.2.3.

Код «два из пяти» был приведен в разделе 2.2.3 как образец *кода постоянного веса*. Одинаковое число единиц во всех комбинациях такого кода позволяет обнаружить любые ошибки (например, вызванные потерей контакта между щеткой и шкалой), за исключением маловероятных переходов одинакового количества нулей в единицы и единиц в нули.

В коде Либау – Крейга нетрудно обнаружить ошибки, вызывающие «нарушение сплошности» последовательностей нулей и единиц в кодовой комбинации.

В коде 7421 легко обнаруживаются ошибки, вызывающие появление трех и более единиц в кодовой комбинации. По такому числу единиц выявляются почти все запрещенные комбинации этого кода, за исключением одной только комбинации 1100. Отметим, однако, что для любого однозначного тетрадного кода несложно построить логическую цепь, выявляющую все шесть его запрещенных комбинаций, так что код 7421 в этом отношении отнюдь не уникален.

Интересными диагностическими возможностями обладает код с избытком 3. В таблице этого кода отсутствуют (являются запрещенными) комбинации 0000 и 1111. *Это как раз те комбинации, появление которых может быть связано с серьезной неисправностью АЦ преобразователя*, например, отсутствием питания или обрывом соединительного кабеля. Другие тетрадные коды, у которых одна или обе эти комбинации разрешены (например, все взвешенные коды с суммой весов 9), имея то же число запрещенных комбинаций, не позволяют отличить аварийную ситуацию от нормальной.

Особыми свойствами обладает код с весами, равными числам Фибоначчи: **1; 1; 2; 3; 5; 8; 13** и т.д. Предположим, что в таком коде построен ЦАП, а затем на основе последнего – АЦП последовательных приближений (по типу структуры, показанной на рис. 1.12 раздела 1.5.1), формирующий результат бит за битом в порядке уменьшения весов разрядов. Ошибочное несрабатывание компаратора на любом такте работы АЦП вызовет замену единицы в соответствующем разряде результата нулем. Но эта ошибка будет скомпенсирована на следующих тактах путем формирования двух единиц подряд. Следует подчеркнуть, что код Фибоначчи исправляет только односторонние ошибки (замену «1» на «0»), и только в случае, если они не идут подряд. Противоположные ошибки не исправляются. Поэтому возможности кода Фибоначчи не следует преувеличивать.

Если качество измерения как процесса *получения* информации характеризуется погрешностью, то характеристикой качества процесса ее *передачи* является вероятность необнаруженных искажений определенных элементов сообщений в заданных условиях работы канала передачи. При

проектировании измерительных систем эту характеристику по возможности следует оценивать.

Упражнения к разделу 2.2.

У2.2.1. Если и параллельный АЦП, и преобразователь углового положения с кодированным диском реализуют алгоритм считывания, то как объяснить то обстоятельство, что параллельный АЦП требует 2^n компараторов (где, как обычно, n – число двоичных разрядов кода), а преобразователь с кодированным диском – только n воспринимающих элементов?

У2.2.2. Ответьте на вопросы:

- являются ли взвешенными (если да, укажите веса разрядов) следующие коды: единичный, «один из n », « $k \leftrightarrow k + 1$ », «два из пяти», Либау – Крейга; код в виде «елочки» по рис. 2.10?
- какие из перечисленных кодов являются однопеременными?
- какие из кодов таблицы 2.1 непосредственно замыкаются в кольцо или *могут быть дополнены* (если могут – дополните их!) до замыкания в кольцо?

У2.2.3. Напишите формулы, соответствующие правилам изображения чисел, *не используемым* в тексте данного пособия:

- для нахождения *целого* числа N по значениям битов a_i изображающей его двоичной n -разрядной кодовой комбинации, если принять для ее младшего разряда $i = 0$ (а для старшего соответственно $i = n - 1$);
- для нахождения числа r , являющегося *правильной дробью*, по значениям битов a_i изображающей его двоичной n -разрядной кодовой комбинации, если принять для ее *старшего* разряда $i = 1$ (соответственно получится $m_1 = 1/2$), а для младшего $i = n$.

У2.2.4. В разделе 2.2.3. сказано, что «для описания двоично-десятичного кода *обычно* достаточно представить таблицу кодирования десятичных цифр от 0 до 9». Найдите и объясните приведенный в этом же разделе пример, показывающий, что *не всегда* этого достаточно.

У2.2.5. Подкрепите расчетом утверждение о том, что недостатком кода 8421 применительно к ЦАП (и АЦП на их основе) является избыточная сумма весовых коэффициентов. Для этого рассмотрите две партии двоично-десятичных ЦАП с источниками тока, одна из которых выполнена в коде 8421, а другая в коде 2421. Пусть погрешности подгонки всех токов представляют собой независимые случайные величины. Тогда суммарная погрешность преобразования в некоторой точке диапазона, являющаяся систематической для каждого экземпляра ЦАП, будет случайной при рассмотрении каждой партии в целом. Проверьте, будет ли погрешность при максимальном выходном сигнале в первой партии больше, чем во второй (а если больше, то во сколько раз), если *относительные* среднеквадратичные значения подгонки всех токов равны между собой.

У2.2.6. В столбце B_2 таблицы 2.2 приведен код 2421, удобный для использования в счетчиках импульсов. Структура дорожки младшего разряда

этого кода говорит о том, что работающий в нем счетчик может быть разбит на две секции: счетчик на 2 (триггер младшего разряда) и счетчик на 5 (три старших триггера). Ответьте на вопрос: какими станут веса разрядов, если эти секции поменять местами?

У2.2.7. Составьте таблицу какого-либо из возможных *самодополняющихся* кодов с весами 5211.

У2.2.8. Ответьте на вопрос: возможно ли (а если возможно, то как) построить ЦАП, работающий в невзвешенном коде Штибица?

У2.2.9. Объясните формулу преобразования сигналов для V-расположения воспринимающих элементов в датчиках положения; составьте логическую схему преобразователя кодов. Заодно проверьте, не могут ли двоично-сдвинутые коды дать ошибочные результаты при расположении щетки младшего разряда *не на опасной границе*?

У2.2.10. Постройте комбинационные логические цепи для преобразования кодов:

- параллельного единичного, получаемого с семи компараторов АЦП считывания (см. раздел 1.5.3), в трехразрядный код Грея;
- кода в виде «елочки» по рис. 2.10 в два сдвинутых меандра, по типу сигналов устройства, показанного на рис. 1.22.

Примечания к У2.2.10:

1. Обе эти задачи взяты из практики: первая из них решалась при построении быстродействующего АЦП «сверточного» типа; вторая – при разработке одного из устройств интерполяции для датчика перемещений с синусно-косинусным преобразователем.

2. Формально каждая задача сводится к нахождению трех логических функций; в первой задаче семь, а во второй – восемь аргументов, что затрудняет применение простейших методов синтеза логических цепей. Практически удобно решать обе задачи с использованием диаграмм по типу рис. 2.9 и 2.10.

3. Прежде, чем решать вторую задачу, проверьте, может ли она вообще иметь решение: два сдвинутых меандра имеют в сумме четыре перепада, поэтому общее число перепадов сигналов исходного кода на его периоде должно делиться на 4; кроме того, эти перепады должны располагаться равномерно на оси абсцисс.

У2.2.11. Изобразите число «минус единица» в восьмиразрядном дополнительном коде Грея.

У2.2.12. При описании фазового представления кодов в разделе 2.2.3 были определены значения двоичной переменной α_i при $f_i(\mathbf{x}) > 0$ и $f_i(\mathbf{x}) < 0$. Задайте значения этой переменной в точках $f_i(\mathbf{x}) = 0$.

У2.2.13. Составьте схему аналоговой цепи для согласования датчика, имеющего выходной сигнал $(-1 \dots +1) В$, с АЦП, требующим входного сигнала $(0 \dots +5) В$. Выберите и рассчитайте номиналы необходимых элементов цепи; составьте таблицу соответствия кодовых комбинаций значениям выходного сигнала датчика (по типу таблицы 2.5).

У2.2.14. Дополните таблицу 2.6 кодовыми комбинациями для индикации латинских букв **A, b, c, d, E, F**.

У2.2.15. Найдите значения кодовых комбинаций 01000101; 01001000; 01011001 в следующих пяти кодах:

- натуральном двоичном (для изображения целых чисел);
- смещенном двоичном;
- Грея;
- упакованном 8421 (иначе называемом **BCD** – binary coded decimal);
- **ASCII**.

У2.2.16 Найдите значение кодовой комбинации 10000001 в следующих пяти кодах:

- дополнительном двоичном;
- смещенном двоичном;
- дополнительном Грея;
- упакованном 8421 (иначе называемом **BCD** – binary coded decimal);
- однопеременном Уоттса по таблице 2.3.

У2.2.17. Для какого-либо из микроконтроллеров, принимающих по последовательному каналу первым младший бит, составьте на языке ассемблера программу, изменяющую порядок расположения битов в слове, полученном от 8-разрядного АЦП, посылающего данные старшим битом вперед.

У2.2.18. Ответьте на вопрос: как воспримет 16-разрядный микропроцессор, работающий в дополнительном коде, кодовую комбинацию, полученную от 12-разрядного АЦП и обозначающую целое число $N = -5$, если *не выполнить* операцию распространения знака и оставить старшие четыре разряда слова микропроцессора заполненными нулями?

У2.2.19. Укажите, при передаче каких последовательностей двоичных символов в коде Манчестер-2 получается соответственно наименьшая и наибольшая частота переключений сигнала с одного уровня на другой. Ответьте на тот же вопрос для передачи в фазоразностном коде. Сделайте выводы о необходимой полосе пропускания линии связи.

У2.2.20. Постройте комбинационную логическую цепь, выявляющую запрещенные комбинации кода 8421.

Литература к разделу 2.2.

Алгоритмическое описание АЦ преобразования было предложено во втором издании книги *Гитис Э.И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств*. – М.: Энергия, 1970. – 400 с., и содержится также в последующих работах этого автора. В первом издании упомянутой книги (1961 г.) его еще не было. По Э.И.Гитису, различные структуры АЦП «относятся к одному общему и универсальному методу преобразования, называемому *обобщенным методом шкал*»; однако при этом

понятия РТ он не привлекает (вероятно, он с ними не знаком). Э.И.Гитисом разработана также специальная нотация для записи алгоритмов АЦ преобразования (не получившая широкого распространения).

Независимо от Э.И.Гитиса сходную теорию изложил А.П.Стахов в интересной и хорошо написанной книге: *Стахов А.П. Введение в алгоритмическую теорию измерения*. – М.: Советское радио, 1977. – 288 с. Эту книгу стоит прочитать хотя бы для общего развития.

Те или иные сведения о кодах можно найти почти в любом руководстве по цифровой измерительной или вычислительной технике, в частности, в упоминавшемся в разделе 1.5 учебнике *Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые)*. – Изд. 4-е. – Киев: Вища школа, 1980. – 559 с. (Отметим, что система изложения, принятая в этом учебнике, базируется на алгоритмическом подходе). Ниже приводится список дополнительных источников по отдельным затронутым вопросам

Комбинаторные коды подробно рассмотрены в книге: *Шарин Ю.С., Либерман Я.Л., Анахов В.Я. Комбинаторные шкалы в системах автоматики*. – М.: Энергия, 1973. – 113 с. (Биб-ка по автоматике. Вып. 491). Эта книга рассчитана на специалистов и может быть рекомендована только тем студентам, которые специально интересуются данной областью.

Системе счисления Фибоначчи уделено основное внимание в упомянутой несколькими абзацами выше книге А.П.Стахова.

Различные коды для преобразователей положения, в частности, однопеременные двоично-десятичные коды, рассмотрены в книге: *Филиппов В.Г. Цифраторы перемещений*. – М.: Воениздат, 1965. – 144 с. Технические устройства, описанные в ней, конечно, устарели, но вопросы выбора кодов могут снова стать актуальными с развитием оптической техники АЦ преобразования.

Примеры смещающих цепей для перевода однополярных АЦП или ЦАП в биполярный режим работы можно найти в литературе по аналого-цифровым интегральным микросхемам (см., например, рис. 9.3 на с. 233 книги: *Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах*. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.).

Инверсия знакового разряда выходного кода АЦП для возможного преобразования смещенного кода в дополнительный предусмотрена в ряде отечественных (К1107ПВ1, К1107ПВ2) и зарубежных микросхем, которые можно отыскать в каталогах. Рекомендуется также найти в каталогах микросхем АЦП, ЦАП и микроконтроллеров временные диаграммы обмена информацией по последовательным интерфейсам с указанием порядка следования битов и другие рекомендации по сопряжению АЦП и ЦАП с микроконтроллерами.

Полные таблицы кода **ASCII** и его отечественных вариантов можно найти в книгах, посвященных мини- и микроЭВМ.

Перечень обозначений единиц величин и десятичных приставок с использованием только прописных латинских букв приведен на с. 99 книги: *Приборно-модульные универсальные автоматизированные измерительные системы: Справочник*. / Под ред. проф. В.А.Кузнецова. – М.: Радио и связь, 1993. – 304 с. Там же, на с. 92 – 97 приведена сокращенная таблица семибитового кода КОИ-7, точнее, набора, содержащего прописные латинские и русские буквы (с добавленными в скобках строчными латинскими буквами по **ASCII**).

Системе остаточных классов посвящен ряд монографий, например: *Торгашев В.А. Система остаточных классов и надежность ЦВМ. – М.: Сов. радио, 1973. – 120 с.*

Физические характеристики кодов, используемых для передачи данных, описаны в книгах по интерфейсам, в частности:

- *Гук М. Интерфейсы ПК: Справочник. – СПб.: «Питер», 1999. – 403 с. (код NRZI – на с. 291);*
- *Мячев А.А., Степанов В.Н., Щербо В.К. Интерфейсы систем обработки данных: Справочник. – М.: Радио и связь, 1989. – 416 с. (см., например, с. 185, 347, 362 этой книги).*

Следует по возможности перепроверять данные, приведенные в обеих этих книгах; там нередко встречаются ошибки и опечатки.

Применение кода Манчестер-2 подробно рассмотрено в книге: *Хвоц С.Т., Дорошенко В.В., Горовой В.В. Организация последовательных мультиплексных каналов систем автоматического управления. – Л.: Машиностроение, 1989. – 271 с.* Там же, на с. 69 – 72 приведен перечень различных кодов (в физическом понимании этого слова) и указаны их важнейшие свойства с точки зрения передачи по последовательным каналам..

Временная диаграмма для фазоразностного кода имеется, например, в стандарте: *ГОСТ 26139-84. Интерфейс для автоматизированных систем управления рассредоточенными объектами. Общие требования. – М.: Изд-во стандартов, 1984. – 15 с.*

Сведения о стандарте **HART** можно найти, например, в статье: *Половинкин В. HART-протокол // Современные технологии автоматизации. – 2002. - № 1. – С. 6 – 14.* Этот журнал вообще регулярно публикует популярные статьи по промышленным информационным сетям.

Вопросы помехоустойчивого кодирования следует искать в пособиях по телемеханике и передаче данных, например: *Гойхман Э.Ш., Лосев Ю.И. Передача информации в АСУ. – М.: Связь, 1976. – 280 с.* Имеется также обширная специальная литература, в частности *Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.*

2.3. Квантование в цифровых средствах измерений

2.3.1. Идеальное квантование, выбор разрядности цифровых средств измерений

Как уже говорилось в разделе 2.1, квантованием в ЦИТ называют округление физической величины (или ее значения) до одного из заранее установленных *уровней квантования*.

Квантование измеряемой или воспроизводимой величины *выполняется обязательно при любом измерении*, поскольку значение величины всегда выражается числом с конечным количеством значащих цифр (с этой точки зрения регистрация осциллограммы без ее «оцифровки» не является законченным измерением). При измерениях с помощью стрелочного прибора получаемый результат квантует человек, считывающий показания, поэтому погрешность, вызванная квантованием, не является характеристикой прибора. Цифровые измерительные приборы и другие АЦ преобразователи выполняют квантование без участия человека, и связанная с этим *погрешность квантования* является одной из составляющих погрешности этих устройств.

Калибраторы с цифровым управлением и другие ЦА преобразователи не вносят погрешности квантования, так как их входной кодовый сигнал *уже является квантованным*. Конечно, если попытаться воспроизвести гладкую функцию (например, зависимость напряжения от времени) с помощью ЦАП, выходной сигнал последнего будет иметь ступенчатую форму, но не из-за погрешности ЦАП, а из-за квантования исходных данных.

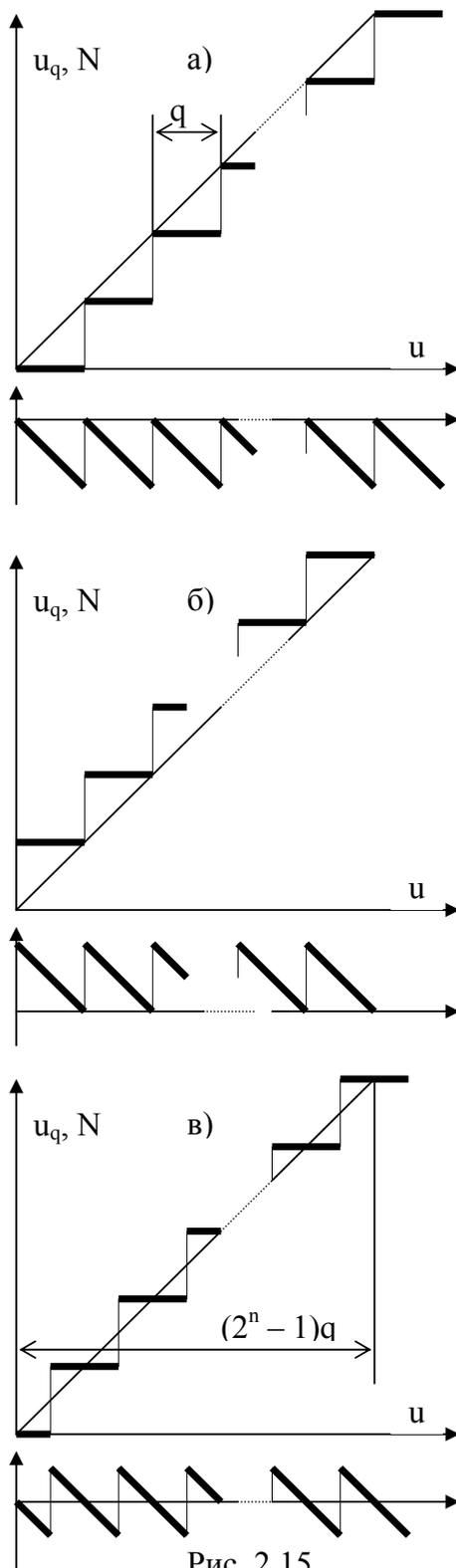
Разность между соседними уровнями квантования называется *шагом квантования*; на практике часто употребляется более короткий термин *квант*.

Различают квантование *равномерное* (при котором все кванты номинально одинаковы) и *неравномерное* (при котором размер кванта зависит от квантуемой величины). При равномерном квантовании характеристика преобразования АЦ преобразователя вписывается в полосу постоянной ширины, и удобно причислить погрешность квантования, являющуюся формально нелинейной составляющей суммарной погрешности, к *аддитивным* составляющим. При неравномерном квантовании зависимость погрешности квантования от квантуемой величины может быть приближена к мультипликативной, что с метрологических позиций выгоднее; однако по ряду соображений в измерительной технике реализуется (по крайней мере в пределах каждого диапазона многодиапазонного АЦ преобразователя) равномерное квантование. В многодиапазонных преобразователях и приборах по мере переключения диапазонов изменяется размер кванта, что в какой-то степени напоминает неравномерное квантование.

Неравномерное квантование часто используют в технике связи, но и там его обычно реализуют не в самом АЦП, а с помощью нелинейного преобразования («компрессии») в аналоговой или цифровой части канала.

Размер кванта при равномерном квантовании далее будем обозначать символом **q**. В литературе встречаются также обозначения **b**, **h**.

Квантованию, обычно тоже равномерному, могут быть подвергнуты не только величины, но и атрибуты объектов, выражаемые *в шкалах интервалов* (см. раздел 1.3), в частности, их координаты во времени и в пространстве. Так, квантован отсчет времени по маятниковым или кварцевым часам.



На рис. 2.15 показаны три из многих возможных расположений характеристики квантователя как звена формальной модели АЦП (см. раздел 2.1), работающего в n -разрядном двоичном коде. По оси ординат отложена квантованная входная величина $u_q = Nq$, где N – целочисленное значение выходного кода АЦП. Ниже каждой характеристики помещен график величины $\Delta_q = u_q - u$, т.е. погрешности квантования.

Рис. 2.15, а, б, в изображают соответственно квантование с *недостатком* (с округлением вниз); с *избытком* (с округлением вверх); а также *симметричное* (наилучшее) квантование, при котором погрешность находится в пределах $\pm q/2$.

Достоинства симметричного квантования особенно хорошо видны в случае биполярной характеристики АЦП, показанной ниже на рис. 2.16. (рекомендуется сопоставить этот рисунок с таблицей 2.5).

Отметим, что вертикальные отрезки графиков на рис. 2.15 и 2.16 изображены только для наглядности; они *не могут быть получены экспериментально*. Вместе с тем, задавая и измеряя входную величину АЦ преобразователя (например, напряжение u на рисунках), нельзя по информации, заключающейся в выходном коде N , узнать положение соответствующей точки на графике в пределах ступени квантования; можно обнаружить только изменение кодовой комбинации (*кодовый переход*). Поэтому важно знать правильное расположение кодовых переходов на характеристике преобразования АЦП. Это нужно, например, для выбора последовательности действий при его регулировке.

Как видно из рис. 2.16, при симметричном квантовании первые кодовые переходы вблизи нуля находятся на расстоянии $\pm 1/2 q$ от него.

Поэтому, если АЦП с биполярной характеристикой допускает независимую настройку нуля, для ее осуществления нужно сначала найти два положения регулировочного органа, соответствующие этим переходам, а затем установить его точно посередине между найденными положениями. Последнему кодовому переходу в отрицательной области соответствует напряжение $(-2^{n-1} + \frac{1}{2})q$, а в положительной области – напряжение $(2^{n-1} - \frac{1}{2})q$ при биполярной и $(2^n - \frac{1}{2})q$ при однополярной характеристике преобразования. При неточной настройке характеристика может сместиться вправо или влево относительно графика, приведенного на рис. 2.16.

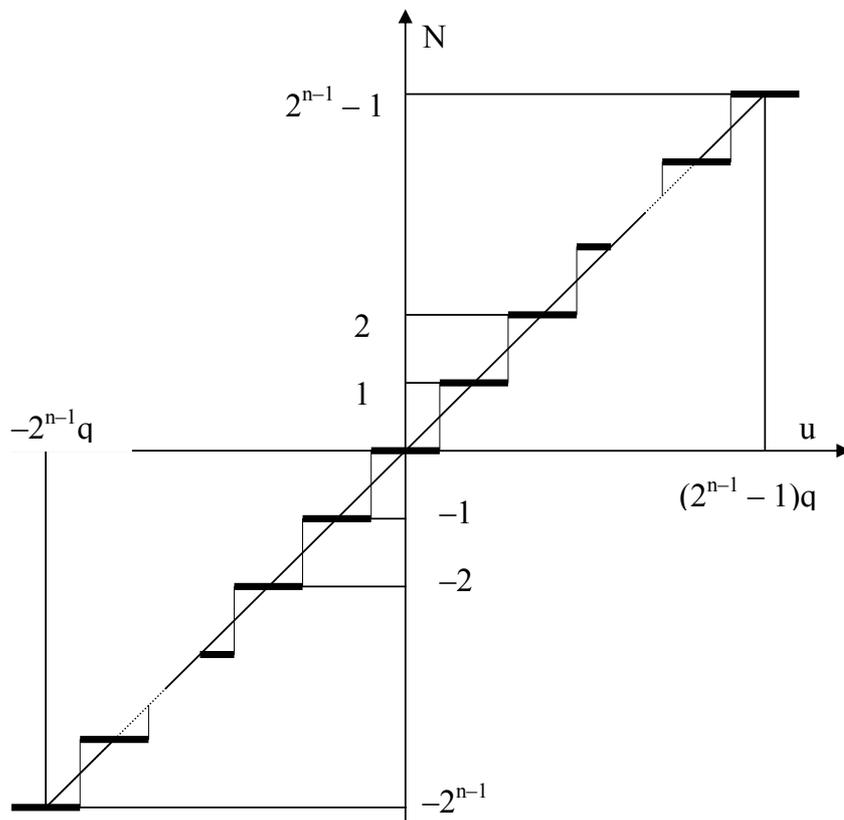


Рис. 2.16.

Как и всякую другую составляющую погрешности средства измерений, погрешность квантования следует отнести к тем или иным *классификационным группам* по ряду различных признаков. Один такой признак уже встретился выше: погрешность квантования, являясь, строго говоря, *нелинейной* составляющей погрешности, на практике рассматривается как *аддитивная* составляющая, поскольку хорошо вписывается в аддитивную полосу. Столь же парадоксальной оказывается и ее классификация по другим признакам.

По вопросу о том, является ли погрешность квантования методической или инструментальной, имеются две точки зрения. Есть специалисты, относящие ее к *методическим* составляющим на том основании, что она не зависит от качества элементов АЦ преобразователя и поддается оцениванию моделированием или расчетом без реального эксперимента. Другие считают ее *инструментальной*, так как она присуща самому средству измерений и вносится

в его паспорт наряду с другими инструментальными составляющими погрешности.

Наиболее интересен и требует подробного анализа вопрос о том, является ли погрешность квантования *систематической* или *случайной*.

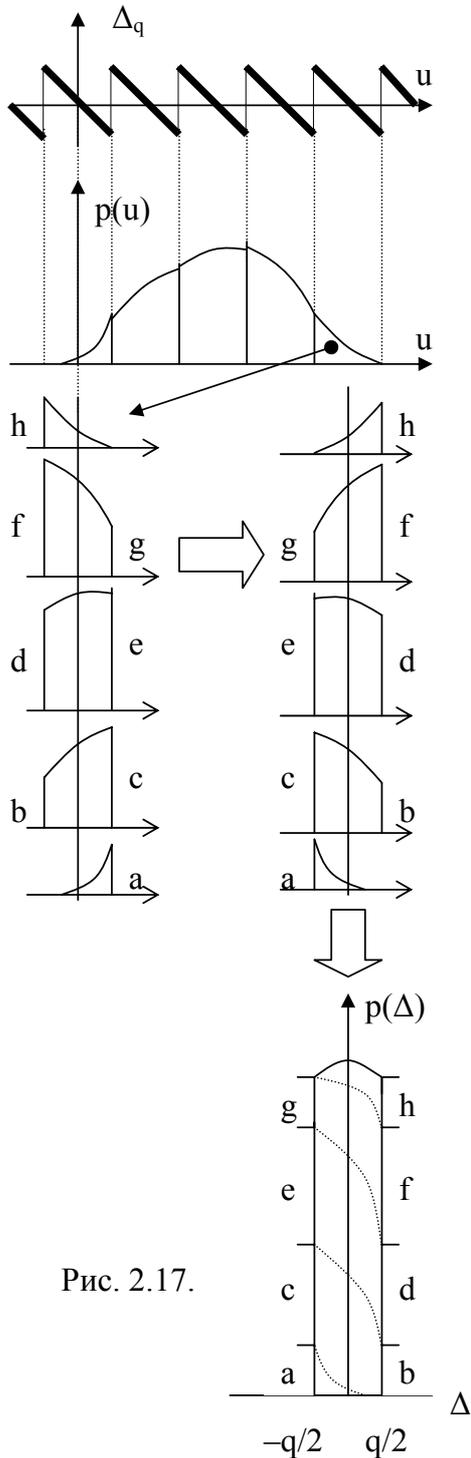


Рис. 2.17.

Если имеется АЦП с одной из характеристик преобразования вида рис. 2.15, а, б, в, какой-либо промежуточной между ними, или с биполярной характеристикой (пример которой дан на рис. 2.16), и эта характеристика не меняется на протяжении серии запусков АЦП, то при измерении строго постоянной величины u будет каждый раз получаться один и тот же отсчет N , а, следовательно, и одна и та же погрешность квантования $\Delta_q = Nq - u$. Такое поведение, характерно для *систематической* погрешности. Но в реальных системах редко используют АЦП в режиме преобразования строго постоянных величин. Если же преобразуемая величина на протяжении серии запусков АЦП изменяется случайным образом, то погрешность квантования, являясь *неслучайной функцией случайной преобразуемой величины*, сама ведет себя как *случайная величина*, и можно говорить о законе ее распределения.

На рис. 2.17 верхний график повторяет часть функциональной зависимости абсолютной погрешности квантования Δ_q от преобразуемой величины u при симметричном квантовании.

Под ним изображен типичный вид плотности распределения величины u . Как правило, плотность $p(u)$ не совершает резких колебаний в пределах кванта. Так как функция $\Delta_q(u)$ состоит из ряда взаимно смещенных линейных участков с отрицательным наклоном 45° , то плотность распределения погрешности Δ_q можно получить

суммированием отдельных вертикальных «пластов» плотности $p(u)$, расположив их один под другим, как показано ниже в левой колонке узких графиков (движение правого «пласта» показано черной стрелкой), и отразив относительно оси ординат, как показано в правой колонке. Результат суммирования изображен на нижнем графике этого же рисунка.

Заметим, что при плавной функции $p(u)$ имеют место равенства отрезков: $a = b$; $c = d$; $e = f$; $g = h$; а значит, на нижнем (суммарном) графике равны крайние ординаты: $a + c + e + g = b + d + f + h$. Между ними не может быть больших впадин или выбросов, так как $p(u)$ в пределах кванта меняется мало. Все это говорит о том, что *распределение погрешности квантования в рассматриваемой ситуации близко к равномерному*.

Математическое ожидание погрешности при симметричном квантовании равно нулю, предельное значение составляет $\pm \frac{1}{2}q$, среднеквадратичное отклонение для равномерного распределения

$$\sigma_q = \frac{q}{\sqrt{12}}.$$

При квантовании с недостатком или с избытком распределение погрешности квантования смещается соответственно в отрицательную или в положительную сторону, так что математическое ожидание погрешности отклоняется от нуля, а предельное значение доходит до целого кванта. Поэтому, *если не придерживаться описанной выше методики точной установки нуля АЦП, а удовлетвориться тем, что он дает нулевое показание при нулевом входном сигнале, предельное значение абсолютной погрешности квантования может составлять $\Delta_q = \pm q$* .

Отнеся это значение к диапазону преобразуемых величин $(2^n - 1)q$, получаем предельное значение приведенной погрешности $\gamma_q = \pm 100/(2^n - 1) \%$.

В табл. 2.9 даны значения γ_q для наиболее обычных разрядностей АЦП. При погрешностях, меньших примерно 0,01 %, запись в процентах плохо читается, и для лучшей наглядности довольно часто переходят к записи в миллионных долях – *ppm* (английское сокращение, расшифровываемое как *part per million*).

Приведенными в табл. 2.9 (в обеих используемых относительных единицах) приближенными значениями погрешности обычно пользуются для оценивания необходимой разрядности АЦП при проектировании канала АЦ преобразования, выбирая эту разрядность так, чтобы

погрешность квантования составляла примерно 0,2 ... 0,5 от суммарной допускаемой погрешности канала. Если выбрать разрядность слишком высокой, то последние знаки результата будут недостоверными, а АЦП неоправданно дорогим; при слишком низкой разрядности останется малый запас на другие составляющие погрешности, снижение которых может обойтись дороже, чем повышение разрядности АЦП.

Рассмотрим теперь ситуации, когда погрешность квантования оказывается случайной при многократном измерении строго постоянной величины.

Таблица 2.9

n	$ \gamma_q $
8	$1/255 \approx 0,4 \% = 4000 \text{ ppm}$
10	$1/1023 \approx 0,1 \% = 1000 \text{ ppm}$
12	$1/4095 \approx 0,024 \% = 240 \text{ ppm}$
14	$1/16383 \approx 0,006 \% = 60 \text{ ppm}$
16	$1/65535 \approx 0,0015 \% = 15 \text{ ppm}$

В одной из таких ситуаций к постоянной входной величине АЦП *добавляют случайный шум*. Это делается с целью повышения точности измерения путем статистической обработки ряда результатов АЦ преобразования.

Пусть сначала преобразуемое напряжение u_s соответствует точке на характеристике АЦП, расположенной вблизи конца ступени квантования с номером N_1 (рис. 2.18), и к нему добавлен шум u_n , имеющий симметрично усеченное нормальное распределение с размахом, меньшим, чем квант q .

Ближайшей точке кодового перехода (между уровнями N_1 и $N_2 = N_1 + 1$) соответствует напряжение $u_s + u_n = (N_1 + \frac{1}{2})q$.

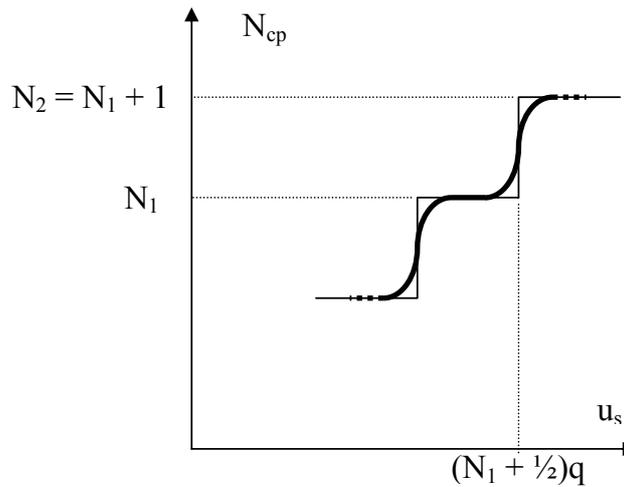


Рис. 2.18

При многократных измерениях будет получаться отсчет N_1 , если сумма $u_s + u_n$ окажется левее этой точки, и отсчет N_2 , если эта сумма окажется правее. Вероятность получения отсчета N_2 составляет:

$$P(N_2) = P[u_s + u_n > (N_1 + \frac{1}{2})q] = P[-u_n < u_s - (N_1 + \frac{1}{2})q].$$

Так как распределение шума принято симметричным, можно заменить для наглядности $-u_n$ на случайную величину ξ с тем же распределением; правую же часть последнего неравенства заменим привычным обозначением x . Вероятность $P(\xi < x)$ как функция переменной x , т.е. смещенной в точку кодового перехода преобразуемой величины u_s , есть не что иное, как интегральная функция распределения шума $F(x)$.

Теперь можно выразить математическое ожидание отсчета, (безразлично, однократного или усредненного):

$$M(N_{ср}) = N_1 P(N_1) + (N_1 + 1) P(N_2) = N_1 [P(N_1) + P(N_2)] + P(N_2) = N_1 + F(x).$$

Таким образом, усредненный отсчет около точки кодового перехода меняется *плавно, по интегральной кривой $F(x)$* . Ясно, что при усреднении конечного числа отсчетов эта кривая тоже окажется квантованной, но более мелко, чем характеристика АЦП. На рис. 2.18 показана зависимость $N_{ср}$ от u_s , получаемая описанным способом.

Если теперь увеличивать шум, отдельные кривые участки на рис. 2.18 сольются, и ровные площадки исчезнут, но останется некоторая нелинейность. Чем больше дисперсия шума, тем линейнее получается результирующая характеристика, но вместе с тем возрастает разброс результата $N_{ср}$, вызванный шумом; поэтому для данного числа усредняемых отсчетов есть некоторая оптимальная дисперсия, при которой суммарная погрешность минимальна и соответственно разрешающая способность АЦП (число различимых градаций напряжения) максимальна.

Другая, более важная ситуация возникает при измерении величин, представляющих собой *разности квантованных координат*, – чаще всего ее иллюстрируют на примере измерения длительности повторяющихся интервалов

времени. На рис. 2.19 показана временная шкала, получаемая от генератора импульсов ГИ, и два возможных положения *строба*, длительность которого равна измеряемой длительности. Результатом измерения является число импульсов ГИ, уложившихся в строб, причем предполагается, что импульс, совпавший с началом строба, не регистрируется счетчиком, а импульс, совпавший с концом, – регистрируется. Если частота следования импульсов ГИ составляет f_0 , квант временной шкалы равен $q = 1/f_0$.

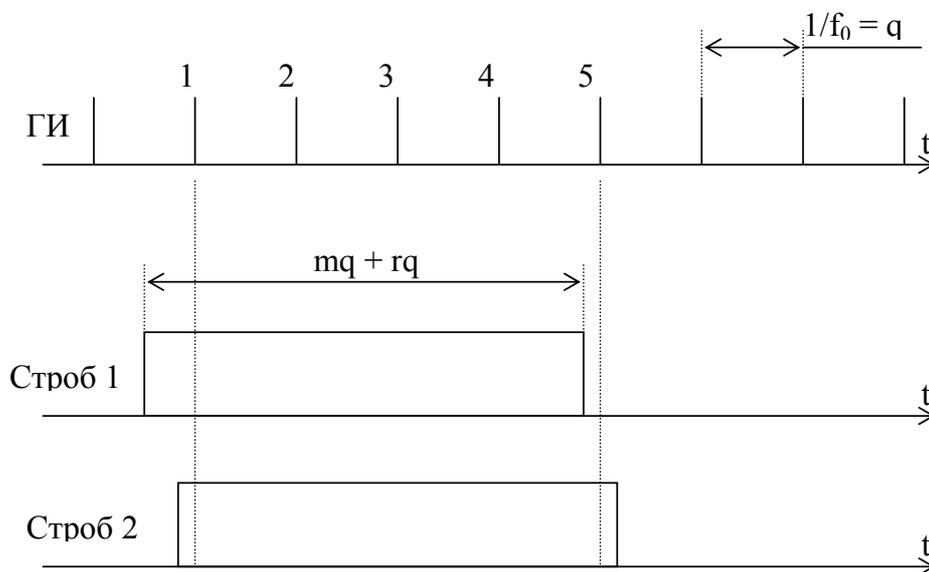


Рис. 2.19

Для расчета вероятностных характеристик погрешности квантования при многократных измерениях в этом случае, как и в любом другом, важно правильно описать статистический ансамбль. Рассмотрим несколько вариантов этого ансамбля.

Первый вариант заключается в том, что строб постоянной длительности случайным образом многократно «бросают» на временную шкалу. Иначе говоря, устройство, являющееся источником измеряемого временного интервала, запускают случайным образом независимо от ГИ. На рис. 2.19 изображены два элемента именно такого ансамбля. Измеряемая длительность здесь постоянна и состоит из целого числа m квантов временной шкалы и дробной части r кванта ($0 \leq r < 1$), причем на рисунке в качестве примера выбраны $m = 4$ и $r \approx 0,4$. Конечно, при реальных измерениях число m , как правило, стараются иметь на несколько порядков больше.

Как видно из рисунка, в зависимости от положения строба по отношению к импульсам шкалы может быть получен один из двух отсчетов: $N_1 = m$ (**Строб 1**, при котором импульс с номером 5 не сосчитался) или $N_2 = m + 1$ (**Строб 2** – считаются все пронумерованные на рисунке импульсы).

Из рисунка видно также, что **Строб 1** можно перемещать в пределах $1 - r = 0,6$ кванта шкалы, не изменяя числа сосчитанных импульсов, а **Строб 2** – только в пределах $r = 0,4$ кванта. Из этих геометрических соображений можно сделать вывод, что $P(N_1) = 1 - r$ и $P(N_2) = r$.

Но двум возможным отсчетам $N_1 = m$ и $N_2 = m + 1$ соответствуют и два значения абсолютной погрешности квантования:

$$\Delta_1 = mq - (mq + rq) = -rq, \text{ и}$$

$$\Delta_2 = (m + 1)q - (mq + rq) = (1 - r)q.$$

Отсюда математическое ожидание погрешности и ее дисперсия соответственно получаются в следующем виде:

$$M(\Delta) = \Delta_1 P(N_1) + \Delta_2 P(N_2) = (-rq)(1 - r) + (1 - r)q r = 0,$$

$$D(\Delta) = \Delta_1^2 P(N_1) + \Delta_2^2 P(N_2) = (-rq)^2 (1 - r) + (1 - r)^2 q^2 r = q^2 r(1 - r).$$

Равенство нулю математического ожидания показывает, что простое усреднение результатов элементарных измерений дает *несмещенную оценку* длительности строба; нетрудно рассчитать и дисперсию среднего при заданном числе усредняемых отсчетов.

На рис. 2.20 показан вид закона распределения погрешности для рассмотренного варианта статистического ансамбля. Два возможных значения погрешности, одно всегда положительное, а другое отрицательное, разнесены на квант между собой и имеют в общем случае разные вероятности, обратно пропорциональные их абсолютным значениям. Ясно, что при любом значении r отрезки, изображающие

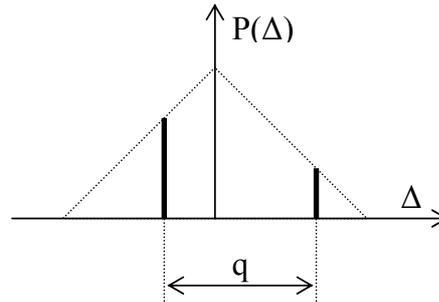


Рис. 2.20

две эти вероятности, впишутся в треугольник, показанный на рис. 2.20 прерывистыми линиями. Основание этого треугольника имеет длину $2q$.

Может возникнуть вопрос: как в описываемой ситуации выглядит характеристика квантователя? Ответом на этот вопрос является помещенный на следующей странице рис. 2.21.

Здесь t – текущее, а t_q – квантованное время; зависимость между ними изображена в виде бесконечной ступенчатой функции. Погрешность квантования времени есть разность между ступенчатой функцией и линейной, условно проведенной через середины ступеней, чтобы «располовинить» погрешность. Показание счетчика N (в данном примере 6 импульсов) соответствует приращению квантованного времени Δt_q вместо действительного приращения Δt (на рисунке – около $6,5q$). Из рисунка видно, что погрешность квантования входит в результат измерения дважды – в начале (как положительная в данном примере погрешность Δ_n) и в конце (как отрицательная в данном примере погрешность Δ_k). Результирующая погрешность всегда составляет $\Delta_k - \Delta_n$.

Этот же рисунок можно трактовать и иначе – рассматривать ступень, отмеченную точкой t_n , как нулевую ступень характеристики обычного квантователя по типу рис. 2.15. При таком подходе смещению точки t_n относительно середины ступени, равносильному неточности установки нуля АЦП, дают особое название – *погрешность несинхронизации*. Если бы измеряемый строб начинался каждый раз в центре ступени квантования, то есть точно посередине между двумя импульсами ГИ, погрешность квантования измерителя интервала времени стала бы неслучайной и ничем не отличалась бы от погрешности обычного АЦП.

Последовательность измерений длительности повторяющегося интервала времени, организованная так, что строб каждый раз занимает одно и то же положение по отношению к импульсам ГИ, может рассматриваться как *второй вариант* статистического ансамбля.

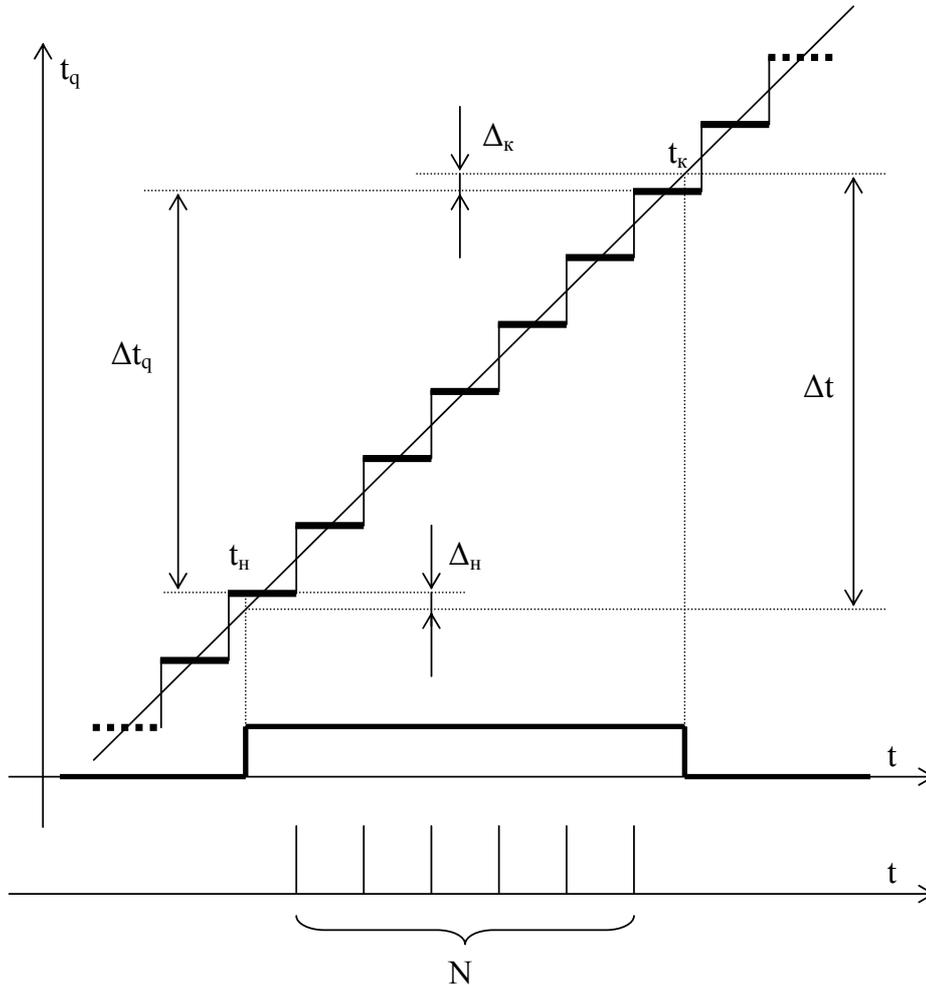


Рис. 2.21

При непрерывно работающем ГИ этот вариант реализуется, например, путем периодического запуска источника строба с периодом $T = m_t q$, где m_t – некоторое целое число. Погрешность квантования при этом принимает *одно определенное значение*, равное при правильной синхронизации, когда строб каждый раз начинается точно посередине между двумя импульсами ГИ (иногда, наоборот, ГИ запускают от строба с соответствующей задержкой) меньшей по модулю из величин $-r q$ и $(1 - r) q$.

В качестве *третьего варианта* ансамбля элементарных измерений длительности повторяющегося интервала времени рассмотрим последовательность измерений, выполняемых с периодом T , *некратным* кванту временной шкалы. Исследование связи между погрешностями последовательных элементарных измерений в этих условиях представляет

собой сложную задачу. Из различных возможных соотношений между периодом измерений T и квантом временной шкалы q наиболее выгодно соотношение $T = (m/n)q$, где m и n – взаимно простые целые числа, причем n – число усредняемых элементарных измерений. Если реализовать такой период T , то в n последовательных элементарных измерениях начало строба по отношению к импульсам ГИ займет ровно n различных положений, равномерно распределенных в пределах кванта. Погрешность квантования усредненного результата при этом уменьшится в n раз по сравнению с погрешностью элементарного измерения.

Наиболее часто погрешность квантования измерителя временных интервалов оценивают для случая, когда длительность измеряемого интервала меняется *незакономерным образом* от измерения к измерению, а положение начала строба по отношению к импульсам ГИ тоже случайно. В этих условиях погрешности Δ_n и Δ_k (см. рис. 2.21) статистически независимы, а так как распределение каждой из них принимается равномерным (см. рис. 2.17), то распределение суммарной погрешности $\Delta_q = \Delta_k - \Delta_n$ как свертка двух одинаковых равномерных распределений оказывается треугольным. Треугольник плотности распределения погрешности квантования в точности совпадает с пунктирным треугольником рисунка 2.20. Предельные значения погрешности составляют $\pm q$; среднеквадратичная погрешность равна

$$\sigma_q = \frac{q}{\sqrt{6}}.$$

Таким образом, в зависимости от организации эксперимента, погрешность квантования может принимать одно значение, два в общем случае разновероятных значения, иметь равномерное или треугольное непрерывное распределение, и т.д.

Отметим, что во всем предыдущем тексте, посвященном измерению длительности, погрешности выражались в единицах измеряемой величины. Часто удобнее выражать их в единицах отсчета – «импульсах»; тогда нужно везде заменить q на 1. Это особенно удобно при расчете погрешностей, выраженных не как абсолютные, а как относительные. Так, пусть в последнем случае получен отсчет $N \approx_{\text{кв}} f_0 \Delta t_x$ импульсов, где символ « $\approx_{\text{кв}}$ », как и в разделе 1.5.4, означает «с точностью до ступени квантования»; f_0 есть частота импульсов ГИ, а Δt_x – измеряемая длительность. Предельные значения *относительной* погрешности квантования вычисляются просто как $\pm 1/N$.

2.3.2. Реальное квантование, статические составляющие погрешности цифровых средств измерений

Из предыдущего раздела ясно, что анализ погрешности, вызванной даже идеальным квантованием, тесно связан с изучением вида статической характеристики АЦ преобразователя. Тем более это верно для неидеального квантования, при котором размеры и положение (по оси напряжений) ступеней характеристики отличаются от номинальных. При рассмотрении реальных характеристик АЦ преобразователей целесообразно затронуть и характеристики ЦА преобразователей, и даже начать с них; описывать эти характеристики проще, поскольку они состоят *не из ступеней, а из отдельных точек*. Намного

проще и определять их экспериментально: нужно задать поочередно все возможные кодовые комбинации и для каждой измерить информативный параметр выходного сигнала.

На рис. 2.22, где показан примерный вид характеристики ЦАП, для простоты принято число разрядов $n = 4$. Пусть жирные точки на графике соответствуют измеренным значениям выходного напряжения U для каждой из шестнадцати входных кодовых комбинаций N . Удобно выразить параметры ЦАП, пользуясь двумя прямыми, изображенными на рис. 2.22 тонкими линиями. Сокращение НХ означает *номинальную характеристику*, а АП – *аппроксимирующую прямую*.

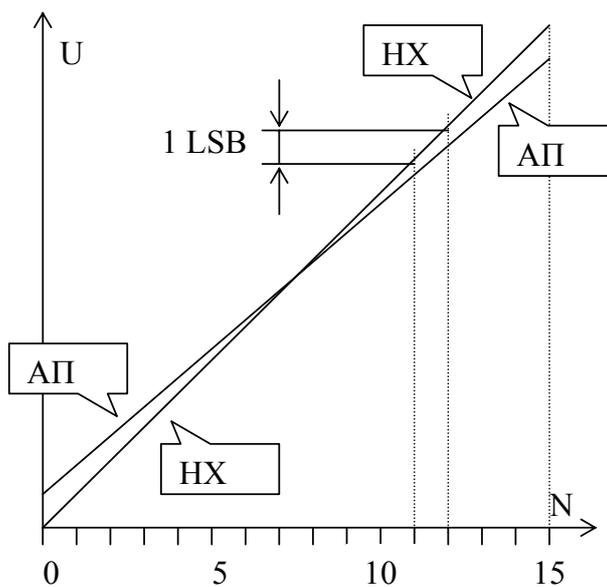


Рис. 2.22

Последняя в данном случае проведена через первую и последнюю точки реальной характеристики ЦАП; другие способы ее проведения будут рассмотрены ниже.

Как и у всякого измерительного устройства, у ЦАП могут наблюдаться как смещение, так и поворот реальной характеристики относительно номинальной. Для микросхем ЦАП обычно указывают смещение нуля – напряжение U для точки, соответствующей $N = 0$, а также его температурный коэффициент; аналогично говорят о смещении последней точки характеристики, которое называют «погрешностью полного диапазона» («full scale error»). Однако предполагается, что до экспериментального определения смещения последней точки была произведена регулировка нуля; поэтому «full scale error» в действительности характеризует только поворот характеристики, т.е. мультипликативную ее деформацию. Обе указанные составляющие погрешности часто выражают в квантах q или, что то же, единицах младшего разряда (EMP) кода. В английских текстах используется аналогичная аббревиатура **LSB**, расшифровываемая как least significant bit (наименее значащий бит).

Отметим, что мультипликативную погрешность ЦАП иногда называют «погрешностью усиления» (английское «gain error»), что особенно уместно в тех случаях, когда выходное напряжение ЦАП согласно формулам раздела 1.3.5 может быть выражено в виде:

$$U = \pm \mu U_{\text{REF}} = \pm \frac{N}{N_{\text{mod}}} U_{\text{REF}} .$$

При этом ЦАП формально представляется усилителем опорного напряжения (инвертирующим или неинвертирующим в зависимости от принципа действия), с коэффициентом усиления $\mu < 1$.

Аддитивная и мультипликативная составляющие погрешности ЦАП, если их температурные коэффициенты невелики, обычно не мешают достижению высокой точности канала, содержащего ЦАП, так как могут быть значительно снижены аналоговыми регулировками или цифровой коррекцией. Более неприятна нелинейная составляющая погрешности. Характеризующий ее метрологический параметр, называемый *нелинейностью* или *интегральной нелинейностью*, определяется как максимальное отклонение точек реальной характеристики ЦАП от аппроксимирующей прямой (АП на рис. 2.22).

Вот здесь и возникает вопрос, как нужно проводить АП. При ее проведении через начальную и конечную точку реальной характеристики ЦАП (в этом случае говорят о *нелинейности по крайним точкам* – «endpoint nonlinearity») не только наиболее просты вычисления, но и обеспечивается совместимость определений трех составляющих погрешности – аддитивной, мультипликативной и нелинейной, которые все опираются на одну и ту же АП. Однако, если ЦАП таков, что вся его реальная характеристика лежит по одну сторону от АП, у изготовителя микросхем появляется соблазн указать «располовиненную» нелинейность, проведя АП либо по методу наименьших модулей, либо по методу наименьших квадратов. Это представляется методически неверным и дезориентирующим пользователя.

Специфика цифровых измерительных устройств по сравнению с аналоговыми состоит в том, что точки реальной характеристики аналогового устройства, как правило, ложатся на гладкую кривую, а характеристика многих цифровых устройств оказывается «рваной», негладкой, как это показано, в частности, и на рис. 2.22.

Для описания «степени негладкости» статических характеристик вводится параметр, называемый *дифференциальной нелинейностью*. Для ЦАП этот параметр, вообще говоря, нужно определять следующим образом: измерить напряжения U_k , соответствующие всем входным кодовым комбинациям N_k ; вычислить приращения (*реальные кванты*) $\Delta U_k = U_k - U_{k-1}$ для всех k от 1 до $2^n - 1$; вычислить также среднее по *реальной* характеристике приращение (средний квант) $q = \Delta U_{cp} = [U_{(2^n-1)} - U_0]/(2^n - 1)$; наконец, отыскать такое k , для которого достигает максимума по модулю *отклонение реального кванта от среднего по характеристике*: $|\Delta U_k - \Delta U_{cp}|_{max}$. Это отклонение и называется дифференциальной нелинейностью. Его обычно выражают в квантах q (или, другими словами, в единицах младшего разряда – **EMP** или **LSB**).

Заметная дифференциальная нелинейность может проявляться у ЦАП, основанных на суммировании подгоняемых взвешенных величин (см. разделы 1.5.1 – 1.5.3), особенно при неточной подгонке весов старших разрядов. Напротив, известны принципы построения ЦАП, обеспечивающие малую дифференциальную нелинейность (см., например, рис. 1.20 в разделе 1.5.4).

Знание принципа действия ЦАП позволяет при нахождении нелинейности или дифференциальной нелинейности экспериментальным путем задавать не все кодовые комбинации, а только те, в которых теоретически могут получиться наибольшие погрешности. Однако следует учитывать наличие так называемой *несуперпозиционной составляющей* нелинейности, не поддающейся вычислению путем суммирования погрешностей, вносимых отдельными двоичными разрядами.

С дифференциальной нелинейностью связан еще один термин, означающий не количественный параметр, а качественное свойство ЦАП: *монотонность* характеристики преобразования. Последняя монотонна, если

при возрастании N выходное напряжение U нигде не убывает; при этом дифференциальная нелинейность везде остается меньше кванта.

Следует иметь в виду, что дифференциальная нелинейность – это не особая составляющая погрешности ЦАП, а параметр, описывающий поведение его характеристики преобразования «в малом». В частности, суммирование дифференциальной и интегральной нелинейностей ЦАП не имеет смысла.

Реальная статическая характеристика АЦП поддается экспериментальному определению значительно сложнее, чем характеристика ЦАП. Необходимое для снятия всей характеристики число элементарных измерений намного превышает число квантов 2^n : для АЦП с малыми внутренними шумами нужно изменять преобразуемое напряжение в пределах каждого кванта небольшими ступенями, чтобы *нащупать* (по изменению выходной кодовой комбинации АЦП) кодовый переход; при наличии же у АЦП заметных внутренних шумов приходится вблизи кодового перехода многократно повторять измерения и усреднять их результаты.

Получаемая при этом характеристика для случая, когда шум составляет небольшую долю кванта, имеет тот же вид, что и график рис. 2.18, соответствующий ситуации преднамеренного добавления шума к полезному сигналу.

Результаты такого эксперимента могут быть обработаны и несколько иначе, а именно, можно построить для каждой ступени квантования (например, N_1) график вероятности получения кодовой комбинации N_1 в зависимости от значения постоянного напряжения u на входе АЦП. Такой график, примерный вид которого показан внизу на рис. 2.23, называется *профилем кванта* (термин предложен Г.П.Шлыковым). Понятие профиля кванта остается

применимым и в том случае, когда внутренний шум АЦП превосходит квант. Совокупность профилей всех квантов содержит полную информацию о поведении АЦП в статическом режиме.

Следует упомянуть об особых шумовых свойствах импульсных временных шкал и соответствующих им характеристик квантователя (см. рис. 2.21). Шумовое смещение какой-либо ступени здесь частично сказывается на положениях всех последующих ступеней. Кроме того, в отличие от квантователей напряжения, у квантователя времени каждый кодовый переход доступен лишь один раз (зато нащупывать его не нужно).

Для микросхем АЦП, аналогично ЦАП, в качестве параметров указывают смещение нуля и «погрешность полного диапазона» или «погрешность усиления» (напомним, что оба последних термина означают мультипликативную составляющую погрешности) вместе с их температурными

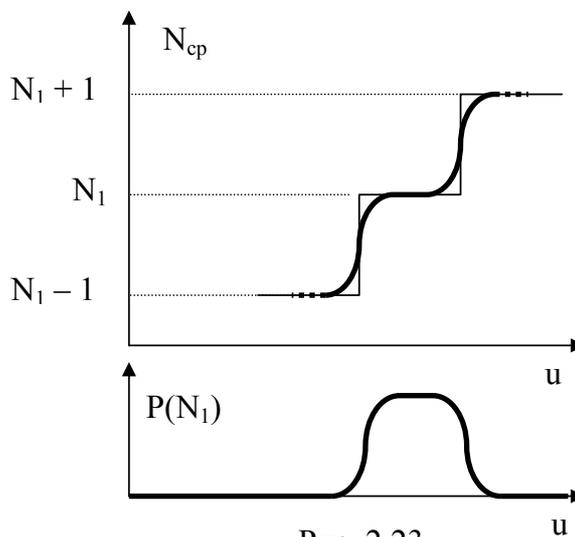


Рис. 2.23

коэффициентами, а также нелинейность и дифференциальную нелинейность. Для того, чтобы отделить эти метрологические параметры от погрешности квантования, их следует рассчитывать по совокупности точек характеристики АЦП, лежащих в центрах ступеней квантования.

Можно опираться и непосредственно на кодовые переходы. Так, смещение нуля может быть определено как отклонение напряжения, соответствующего первому кодовому переходу, от правильного значения $q/2$, а мультипликативная погрешность рассчитана по отклонению напряжения последнего кодового перехода (при предварительно отрегулированном нуле) от правильного значения $(2^n - 1/2)q$.

Во всем предыдущем тексте имелась с виду однополярная характеристика ЦАП или АЦП; нетрудно скорректировать сказанное для случая биполярной характеристики. Отметим, что иногда при биполярной характеристике раздельно указывают мультипликативную составляющую погрешности для положительного и отрицательного сигналов.

Говоря о статических характеристиках микросхем АЦП и ЦАП, следует упомянуть о различных способах выбора номинального диапазона входного или выходного напряжения. В одних случаях диапазон выбирают так, чтобы получилось «круглое» значение кванта (например, десятиразрядный АЦП с диапазоном 0 ... 10,23 В имеет $q = 10$ мВ); в других – сам диапазон указывают в виде «круглого» числа, например, 0 ... 5 В при двенадцати разрядах. Первый способ хорошо соответствует целочисленному представлению кодовой комбинации с выравниванием ее вправо (см. раздел 2.2.6); второй больше подходит для представления чисел правильными дробями (см. упражнение У2.2.3) или иными словами выбору нормализованного к единице значения кодовой комбинации с выравниванием ее влево.

Что касается метрологических характеристик конструктивно законченных цифровых измерительных устройств – цифровых приборов, калибраторов, модулей АЦ и ЦА преобразователей, то их следует выбирать в соответствии с общими требованиями метрологических стандартов. Номенклатура этих характеристик регламентирована в ГОСТ 8.009-84; формы представления выбираются из вариантов, предложенных в ГОСТ 8.401-80.

В частности, для лабораторных вольтметров и мультиметров обычно используют представление допускаемой *относительной* погрешности двучленной формулой: $\delta = \pm [c + d(X_n/X - 1)]$, где X – текущее значение измеряемой величины; X_n – ее нормирующее значение (например, конечное значение диапазона), c – относительная погрешность в конечной точке диапазона, d – приведенная аддитивная составляющая погрешности, включающая в себя погрешность квантования. Для многодиапазонных приборов часто указывают различные значения c и d (а также и различные значения других характеристик, в частности, входного сопротивления) для разных диапазонов. Иначе нормируют допускаемые погрешности электронно-счетных частотомеров классического типа: состав погрешности этих приборов настолько ясен, что оказывается возможным для каждой из составляющих привести нормирующее значение или расчетную формулу.

Упражнения к разделу 2.3.

У2.3.1. Как уже было сказано, недостаток равномерного квантования по сравнению с неравномерным – рост относительной погрешности по мере уменьшения размера преобразуемой величины – отчасти преодолевается путем разбиения диапазона преобразования АЦП на ряд поддиапазонов. Постройте графики зависимости *относительной* погрешности квантования от преобразуемого напряжения для двух вариантов выбора поддиапазонов двенадцатиразрядного АЦП: с десятичным отношением (два поддиапазона – 1 В и 10 В) и с двоично-пятеричным отношением (четыре поддиапазона – 1 В; 2 В; 5 В; 10 В).

У2.3.2. Получение равномерного распределения погрешности квантования (см. рис. 2.17) опирается на некоторые предположения о характере распределения преобразуемой величины. Изобразите графически примеры распределений этой величины, при которых распределение погрешности квантования *заметно отличается* от равномерного.

У2.3.3. Выберите разрядность АЦП для измерительного канала, суммарная допустимая погрешность которого составляет 0,5%. Аргументируйте свой выбор.

У2.3.4. Ответьте на вопрос: может ли погрешность лабораторного прибора, имеющего четыре десятичных знака отсчета, быть нормированной как 0,005/0,002?

У2.3.5. Простая методика регулировки АЦП, имеющего однополярную характеристику, состоит в том, чтобы сначала аддитивной регулировкой добиться правильного положения первого кодового перехода (соответствующее ему напряжение должно составлять **0,5q**), а затем мультипликативной регулировкой добиться, чтобы последний кодовый переход соответствовал напряжению (**$2^n - 1,5$**)q. Предложите видоизменение этой методики для АЦП с биполярной характеристикой, полученной путем *предварительного смещения* входного напряжения по рис. 2.11.

У2.3.6. Выразите математически плотность распределения погрешности квантования при равномерном и треугольном законах распределения.

У2.3.7. Ответьте на вопрос: каким (по форме и параметрам) должно быть распределение шума, добавляемого к полезному сигналу для увеличения точности АЦП, чтобы зависимость усредненного отсчета от преобразуемого напряжения была линейной.

У2.3.8. Предположим, что производится измерение длительности выходного импульса некоторого генератора. Для повышения точности и достоверности результатов генератор многократно запускают в случайные моменты времени и усредняют каждые два последовательных отсчета. Найдите распределение усредненных результатов, если действительное значение измеряемой длительности 520 нс, а частота квантующих импульсов выбрана равной 10 МГц.

У2.3.9. Работа классического цифрового частотомера в режиме измерения частоты описывается временными диаграммами типа приведенных на рис. 2.19 с той разницей, что импульсы имеют вместо частоты f_0 измеряемую частоту f_x , а длительность строба (время счета) задается с помощью счетчика импульсов кварцевого генератора равной 10^m секунд, где m обычно можно выбирать из ряда: $-3; -2; -1; 0; 1$.

Допускаемая относительная погрешность частотомера ЧЗ-54 (имеющего классическую структуру) в этом режиме указана в техническом описании в виде:

$$\delta = \pm \left(\delta_0 + \frac{1}{f_{\text{изм}} t_{\text{сч}}} \right),$$

где δ_0 – относительная погрешность по частоте кварцевого генератора; $f_{\text{изм}}$ – измеряемая частота, Гц; $t_{\text{сч}}$ – время счета, с. Указано также, что максимальная относительная погрешность по частоте кварцевого генератора после двух часов самопрогрева составляет не более $2,5 \cdot 10^{-7}$ в течение 6 месяцев и не более $5 \cdot 10^{-7}$ в течение 12 месяцев с момента установки действительного значения частоты (заметьте, что δ_0 дана не в процентах, а в долях единицы!). Прибор измеряет по «входу А» частоту синусоидальных сигналов при действующем напряжении от 0,1 до 100 В в диапазоне от 0,1 Гц до 120 МГц. Число десятичных знаков отсчета 8.

По этим данным постройте в логарифмических координатах графики суммарной относительной погрешности измерения частоты по «входу А» как функции измеряемой частоты для времен счета $t_{\text{сч}1} = 1$ с и $t_{\text{сч}2} = 10$ с.

Кроме того, ответьте на вопросы:

- аддитивна или мультипликативна первая составляющая погрешности (погрешность образцовой меры) в приведенной выше формуле?
- как называется вторая составляющая погрешности измерения частоты в той же формуле?
- в каких условиях преобладает первая, а в каких – вторая из составляющих погрешности измерения частоты?
- почему число знаков отсчета выбрано равным 8?

У2.3.10. Выразите в процентах и в единицах **ppm** значение нелинейности двенадцатиразрядного АЦП, если в каталоге оно указано как «2 **LSB**».

У2.3.11. Предположим, что характеристика некоторого ЦАП удовлетворительно описывается суммой линейного и квадратичного членов степенного ряда. Ответьте на вопросы:

- как по отношению к аппроксимирующей прямой, проведенной через крайние точки характеристики, расположится прямая, обеспечивающая минимум модуля нелинейности?
- во сколько раз меньше получится нелинейность, оцененная по методу наименьших модулей, по сравнению с нелинейностью по крайним точкам?

У2.3.12. Изобразите вид характеристики преобразования и рассчитайте дифференциальную нелинейность восьмиразрядного ЦАП с источниками тока по рис. 1.10, если несуперпозиционные составляющие погрешности

отсутствуют, весовые коэффициенты всех разрядов, кроме старшего, подогнаны точно, а старший вес больше требуемого на 0,1 %

Литература к разделу 2.3.

Общие сведения о квантовании можно найти в любом руководстве по цифровой измерительной технике или цифровой связи.

Особенности метрологических (как статических, так и динамических) характеристик АЦП рассмотрены, например, в книге: Брагин А.А., Семенюк А.Л. *Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов.* – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 164 с.

Очень полезно познакомиться в оригинале с рекомендациями, содержащимися в ГОСТ 8.009-84. *Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений.*

Вопросы испытаний микросхем ЦАП и АЦП рассмотрены в ряде работ Г.П.Шлыкова и его учеников, в частности: Шлыков Г.П. *Измерение параметров интегральных ЦАП и АЦП.* – М.: Радио и связь, 1985. – 129 с. Более новая работа, специально посвященная нелинейности: Данилов А.А. *Методы и средства оценивания нелинейности функции преобразования измерительных преобразователей.* – Пенза: Изд-во Пензенского Государственного университета, 2001. 138 с.

Погрешности цифровых приборов для частотно-временных измерений освещены, например, в книге *Аппаратура для частотных и временных измерений / Под ред. А.П.Горшкова.* – М.: Советское радио, 1971. – 336 с. (она была рекомендована также в разделе 1.5). Ряд оригинальных работ, освещающих особенности временных шкал, можно найти в сборнике переводов: *Время и частота / Под ред. Дж.Джесперсена и др.* – М.: Мир, 1973. – 213 с. В некоторых из этих работ, в частности, рассматриваются специфические способы описания статистических характеристик погрешностей временных шкал.

Упомянем еще, что добавление шума к полезному сигналу с целью повышения разрешающей способности АЦП при измерении постоянных напряжений было, по-видимому, впервые предложено Дж.Баттервортом, Д.Е.МакЛафлином и Б.К.Моссом в их статье, опубликованной в журнале *Journal of Scientific Instruments*, 1967, v. 44, № 12, pp. 1029 – 1030.

2.4. Дискретизация в цифровых средствах измерений

2.4.1. Общие положения

Дискретизация, то есть представление непрерывной сигнальной функции последовательностью отдельных *дискрет*, называемых также *отсчетами* или *выборками*, есть, вообще говоря, необязательная операция в канале АЦ преобразования. Существуют АЦ преобразователи, на выходе которых кодовая комбинация формируется непрерывно и изменяется в произвольные моменты времени при достижении преобразуемой величиной точек кодовых переходов. Но потребители цифровой информации – микроконтроллеры и другие вычислительные средства – работают дискретно во времени, поэтому даже в АЦ преобразователях с возможностью непрерывного кодового выхода приходится организовывать дискретный во времени опрос кодовой комбинации.

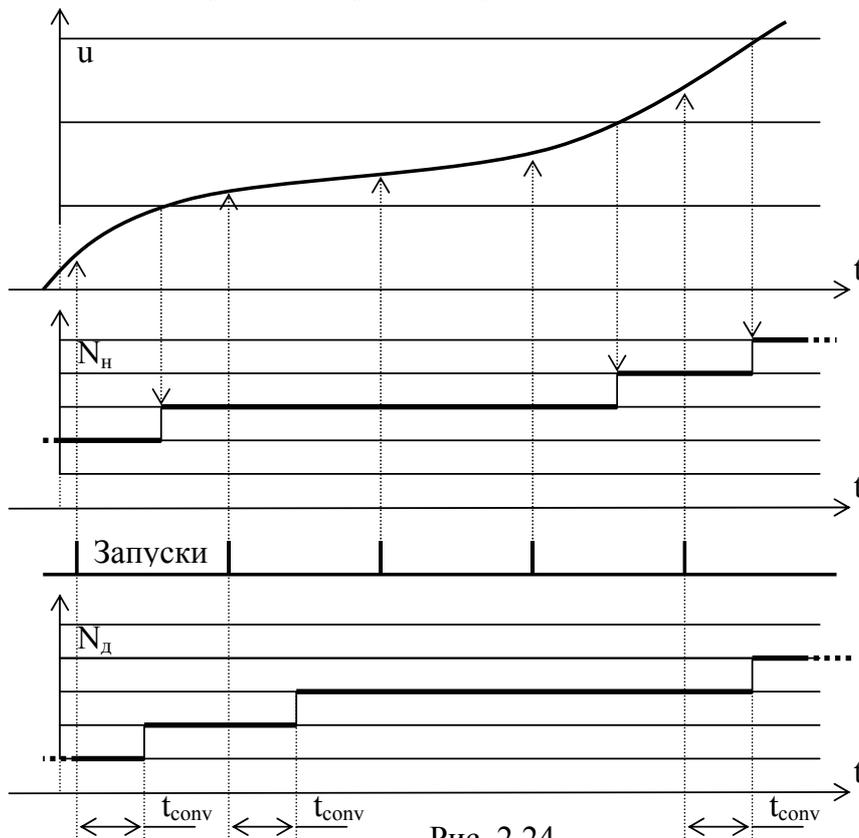


Рис. 2.24

На верхнем графике рис. 2.24 показан отрезок сигнальной функции, которая пересекает три уровня, соответствующих кодовым переходам. Следящий АЦП с непрерывным формированием кодовой комбинации изменит свой выходной сигнал в момент каждого такого пересечения (график N_n). Дискретизирующий АЦП циклического действия изменит выходной сигнал (график N_d) только по истечении времени преобразования t_{conv} после очередного запуска (см. график «Запуски» на рис. 2.24; индекс u времени преобразования t_{conv} происходит от английского *conversion* – преобразование) при условии, что сигнальная функция между моментами запуска пересекла уровень кодового

перехода. Нижний график рисунка 2.24 построен в предположении наличия у АЦП выходного регистра памяти; в противном случае в течение интервала t_{conv} выходной сигнал АЦП недействителен.

Таким образом, различие между АЦП непрерывного действия и АЦП с дискретизацией заключается в том, что у последнего кодовая комбинация соответствует *состоянию сигнальной функции в predetermined моменты времени*.

В каналах ЦА преобразования входной кодовый сигнал, поступающий от контроллера или иногда от автономной памяти, всегда меняется дискретно в заданные моменты времени

Графики рисунка 2.24 наводят на следующие мысли. Во-первых, представляются излишними запуски АЦП при малой скорости изменения сигнальной функции, когда выходной сигнал АЦП совсем не меняется или меняется незначительно. В более общем виде: *можно пропустить момент запуска АЦП, если результат преобразования поддается предсказанию*. Такая организация работы АЦП называется *адаптивной дискретизацией*; она представляет интерес для телеметрических систем и здесь рассматриваться не будет. Во-вторых, на графиках ясно видна *задержка* изменения кодовой комбинации по отношению к моменту «опроса» входного сигнала (этот «опрос» наглядно показан стрелками от импульсов запуска к сигнальной функции). При рассмотрении дискретизации как таковой эту задержку не учитывают, ее рассматривают отдельно. Наконец, в-третьих, в этом разделе не будем считаться с квантованием, и будем трактовать дискретизацию как операцию формирования последовательности коротких аналоговых импульсов. Эти импульсы – отсчеты или выборки (в дальнейшем будут использоваться оба термина) – по времени должны совпадать с моментами «опроса» (дискретизации), под которыми подразумеваются моменты запуска АЦП, а по амплитуде или площади (см. раздел 2.1) должны соответствовать значениям сигнальной функции в эти моменты. Термином *отсчеты* будут обозначаться также точки сигнальной функции, соответствующие моментам дискретизации.

2.4.2. Идеальная дискретизация: спектральный подход

Как было сказано в разделе 2.1, при теоретическом анализе дискретизации основным вопросом является следующий: *возможно ли по последовательности отсчетов восстановить исходную непрерывную сигнальную функцию с заданной точностью?*

При спектральном подходе рассматривается преобразование спектра сигнала при дискретизации и возможность последующего восстановления первоначального спектра. Дискретизация в математической трактовке есть умножение сигнальной функции $u(t)$ на бесконечную *дискретизирующую последовательность* дельта-функций:

$$u_d(t) = \sum u(t)\delta(t - t_j).$$

При этом предполагается, что дельта-функции следуют друг за другом с постоянной *частотой дискретизации* (иначе говоря, частотой запусков АЦП) $f_d = 1/T_d$, где $T_d = t_j - t_{(j-1)}$, а j означает номер отсчета в их бесконечной последовательности.

Спектр произведения есть свертка спектров сомножителей. Спектр сигнала $u(t)$ в общем случае непериодического сигнала непрерывен, а дискретизирующая последовательность, будучи периодической, имеет дискретный спектр. Известно, что он состоит из составляющих на частотах mf_d , где m пробегает весь бесконечный ряд отрицательных и положительных целых чисел, включая нуль, причем все составляющие одинаковы по интенсивности. Свертка непрерывной функции с дискретной может быть получена как сумма «копий» непрерывной функции, расположенных в точках существования дискретной функции. Такая операция со спектрами показана на рис. 2.25.

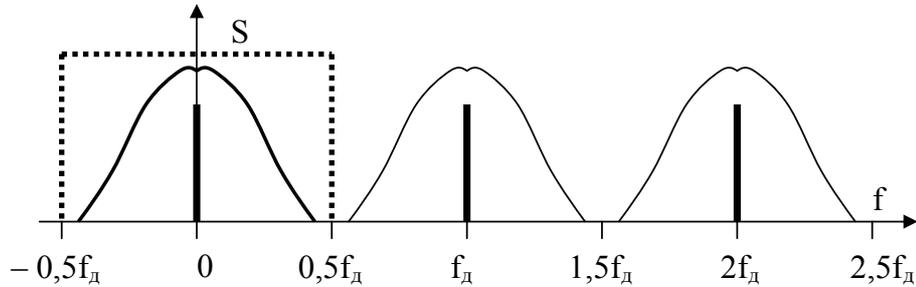


Рис. 2.25

Здесь полужирная кривая, симметричная относительно оси ординат, изображает спектральную плотность дискретизируемого сигнала $u(t)$; жирные вертикальные отрезки символизируют три из бесконечного числа спектральных компонент дискретизирующей последовательности; тонкие кривые – «копии» исходного спектра. Сумма функций, изображенных полужирной и тонкими линиями, образует искомую свертку – спектральную плотность сигнала $u_d(t)$, или иначе говоря последовательности выборок.

Из рисунка ясно, что восстановить исходный спектр – это значит убрать появившиеся копии, что возможно, если он не перекрывается с ближайшими слева и справа копиями. А это в свою очередь требует, чтобы исходная спектральная плотность обращалась в нуль при $f \geq 0,5f_d$ и $f \leq -0,5f_d$. Если последние неравенства выполнены (достаточно одного из них, так как спектры симметричны), то исходный спектр может быть теоретически точно восстановлен с помощью *идеального фильтра нижних частот* с характеристикой пропускания, показанной на рисунке полужирной прерывистой линией.

Полученный результат образует содержание известной *теоремы Котельникова* (в зарубежных источниках – теоремы Найквиста), которую можно сформулировать следующим образом: *сигнал с ограниченным спектром может быть точно восстановлен по последовательности дискретных отсчетов, если частота дискретизации не менее, чем в два раза превышает граничную частоту спектра исходного сигнала.*

Эта теорема очень важна для ЦИТ, так как устанавливает нижний предел частоты запусков АЦП при заданных спектральных характеристиках сигнала, *если от АЦ преобразования требуется полная передача формы сигнала.* В ряде случаев форму сигнала сохранять не нужно, – например, если задачей эксперимента является нахождение функции распределения или просто среднеквадратичного значения случайно меняющегося напряжения. Тогда можно выбирать более низкую частоту запусков.

Если условие теоремы не выполняется, исходный спектр и его копии перекрываются, и при попытке восстановить исходный сигнал его форма, как правило (исключением является рассмотренное ниже стробоскопическое преобразование), искажается. Это называется *наложением спектров*, в английской терминологии *aliasing* (в технической документации можно встретить попытки его русской транскрипции: «элайзинг»)

Отметим, что теорема Котельникова реально выполняется только приближенно, поскольку из теории спектров известно, что сигнал с ограниченным спектром должен быть неограниченным по длительности (как в сторону будущего, так и в сторону прошлого), а на практике всегда приходится действовать с конечным массивом отсчетов. К тому же идеальный фильтр нижних частот физически нереализуем. Погрешность, связанную с конечностью массива, можно трактовать как результат наложения спектров (поскольку спектр ограниченного по длительности сигнала теоретически неограничен по частоте) или как результат отбрасывания вклада отдаленных отсчетов бесконечно длящегося сигнала, не вошедших в используемый массив.

Метод стробоскопического преобразования применяется для аналоговой или цифровой регистрации высокочастотных *периодических* сигналов с «растяжением времени». Если обозначить период исследуемого сигнала T_x , то соотношение для выбора периода дискретизации $T_d = 1/f_d$ можно записать следующим образом:

$$T_d = (m + 1/n_d)T_x,$$

где m – натуральное число, а n_d – число точек регистрации на периоде сигнала (не обязательно целое).

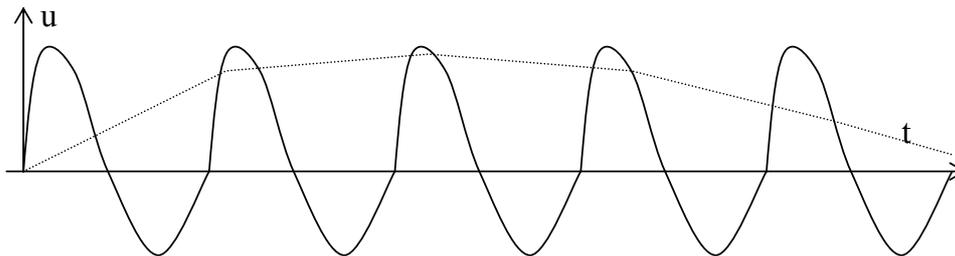


Рис. 2.26

На рис. 2.26 приведен пример стробоскопической дискретизации для $m = 1$ и $n_d = 11$ (при таком малом n_d получается невысокое качество воспроизведения – см. ниже раздел 2.4.2). Жирными точками обозначены отсчеты; соединяющая их прерывистая линия приближенно воспроизводит форму сигнала в растянутом масштабе времени (на рисунке поместилась только часть растянутого периода).

При стробоскопическом АЦ преобразовании требования к быстродействию цифровой части АЦП снижаются по сравнению с требованиями теоремы Котельникова, но его входные аналоговые цепи должны пропускать высокочастотный исследуемый сигнал без искажений.

2.4.2. Идеальная дискретизация: временной подход

При временном подходе восстановление исходного непрерывного сигнала по последовательности дискретных отсчетов рассматривается как задача интерполяции, экстраполяции или приближения функции. При интерполяции требуется, чтобы восстанавливающая функция проходила через все точки отсчетов; при экстраполяции – по крайней мере через некоторые; в задаче приближения допускаются отклонения всех точек отсчетов от восстанавливающей функции (эти отклонения могут быть оправданы, если отсчеты содержат случайные погрешности). При этом в реальной аппаратуре восстановление может и не осуществляться, но все равно оно гипотетически рассматривается, поскольку *допускаемая погрешность восстановления является критерием для выбора частоты дискретизации*.

В качестве восстанавливающих функций часто выбирают полиномы вида $u(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2 + \dots$. Самыми простыми методами являются экстраполяция полиномами нулевого порядка вида $u(t) = a_0$ и интерполяция полиномами первого порядка вида $u(t) = a_0 + a_1t$.

При экстраполяции полиномами нулевого порядка – *одночленами* вида $u(t) = a_0$ – каждый полученный отсчет нужно запомнить и хранить до получения следующего отсчета. Максимальная погрешность восстановления получается в конце интервала дискретизации T_d . Для ее оценивания представляют исходную сигнальную функцию на интервале дискретизации *двумя* членами разложения в степенной ряд (это оправдано малостью допускаемой погрешности восстановления). Тогда погрешность получится как возможное изменение сигнальной функции в течение этого интервала: $\Delta_d = \left| \frac{du}{dt} \right|_{\max} T_d$.

При интерполяции полиномами первого порядка – *двучленами* вида $u(t) = a_0 + a_1t$ – каждые два соседних отсчета соединяют прямыми линиями (как было сделано на рис. 2.26). Для расчета погрешности восстановления представляют исходную сигнальную функцию на интервале дискретизации *тремя* членами разложения в степенной ряд. Максимум погрешности получается в середине интервала и оценивается как $\Delta_d = \frac{1}{8} \left| \frac{d^2u}{dt^2} \right|_{\max} T_d^2$. Эту формулу для погрешности линейной интерполяции, давно известную в математике, применил к ЦИТ ленинградец В.Н.Хлистунов в своей книге 1966 года; поэтому ее нередко называют формулой Хлистунова. Именно ей наиболее часто пользуются для оценивания необходимой частоты дискретизации, хотя, конечно, известно множество других способов восстановления – в частности, сплайнами.

Применим, например, «формулу Хлистунова» к сигналу синусоидальной формы

$$u(t) = U_m \sin \omega t = U_m \sin \frac{2\pi}{T_x} t;$$

где U_m – амплитуда, $\omega = 2\pi/T_x$ – угловая частота, а T_x – период сигнала, и найдем *относительную* погрешность восстановления.

Поскольку вторая производная

$$\frac{d^2u(t)}{dt^2} = -U_m \frac{4\pi^2}{T_x^2} \sin \frac{2\pi}{T_x} t$$

находится точно в противофазе с сигналом, максимальная относительная погрешность оказывается отрицательной и одинаковой по модулю на всех интервалах дискретизации:

$$\delta_d = \left| \frac{d^2 u(t) / dt^2}{8u(t)} \right| T_d^2 = \frac{4\pi^2}{8T_x^2} T_d^2 = \frac{\pi^2}{2n_d^2},$$

где $n_d = T_x/T_d$ есть число точек отсчета на периоде сигнала. Если, скажем, задаться $\delta_d = 1\%$, получится $n_d = 22,2 \approx 22$ точки на периоде. Проф. П.В.Новицкий рекомендовал студентам запомнить это число.

Полезно сопоставить несколько оценок числа n_d для синусоидального сигнала. По теореме Котельникова должно быть $n_d > 2$. При нахождении действующего значения сигнала u_{rms} по формуле

$$u_{rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{n_d} \sum_{j=1}^{n_d} u_j^2 \right)}$$

правильный результат получается уже в случае, когда $n_d = 3$ (но при условии, что n_d целое). Человек способен «узнать» синусоиду, как показали специальные эксперименты, при $n_d \geq 5$ (не обязательно целом). Наконец, как было показано выше, для восстановления сигнала линейной интерполяцией с допускаемой погрешностью 1% требуется $n_d \geq 22,2$.

Ясно, что теорема Котельникова для измерительных задач дает слишком грубую оценку частоты дискретизации. Ее можно рассматривать как оценку этой частоты *снизу*.

Интересно отметить, что рассмотренные выше методы восстановления сигнала во временной области путем простейшей экстраполяции или интерполяции можно трактовать *и* как *фильтрацию* (напомним, что фильтр нижних частот фигурировал в объяснении теоремы Котельникова). Очевидно, что фильтр с прямоугольной импульсной реакцией (весовой функцией) длительностью T_d , на вход которого поступает последовательность выборок сигнала с тем же интервалом дискретизации T_d , выдаст на выходе последовательность примыкающих друг к другу прямоугольных реакций, в точности совпадающую с результатом экстраполяции полиномами нулевого порядка. Можно считать также, что он выполняет *ступенчатую интерполяцию* с задержкой на $T_d/2$.

Аналогично фильтр с треугольной весовой функцией длительностью $2T_d$ реализует *линейную интерполяцию* с задержкой на T_d (рис. 2.27).

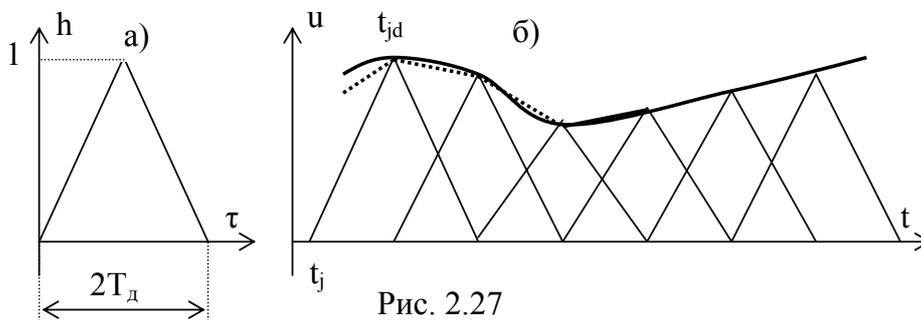


Рис. 2.27

Как показано на рисунке, фильтр с треугольной импульсной реакцией $h(\tau)$ длительностью $2T_d$ (рис. 2.27, а), имеющий на входе последовательность выборок сигнала, в ответ на каждую выборку, приходящую в момент t_j , выдаст треугольный импульс $u(t_j)h(t - t_j)$, имеющий максимум, равный амплитуде выборки, в момент $t_{jd} = t_j + T_d$. Суммирование всей последовательности этих перекрывающихся треугольных импульсов с максимумами, равными амплитудам выборок (рис. 2.27, б), как легко убедиться, действительно даст частично видимую на рисунке прерывистую ломаную линию, соответствующую линейной интерполяции исходного сигнала, задержанного на T_d .

Отметим, что эта задержка, различная для разных способов восстановления, неизбежна только при фильтрации в *реальном времени*. В ряде случаев фильтрации подвергается заранее зарегистрированный массив отсчетов. При такой *апостериорной фильтрации*, когда суммирование отсчетов, умноженных на значения весовой функции фильтра, выполняется вычислительными средствами, нетрудно совместить точки интерполяции восстановленного сигнала с моментами соответствующих отсчетов и тем самым формально устранить задержку.

Важно, что такое расчетное совмещение можно выполнить и в том случае, если весовая функция фильтра начинается в «минус бесконечности». Таким свойством обладает, в частности, весовая функция идеального фильтра нижних частот, что и объясняет его физическую нереализуемость.

На рис. 2.28 показана эта весовая функция, расположенная на оси времени так, что $\tau = 0$ соответствует ее максимальному значению $h_d = 1$ (индекс **d** введен для напоминания о том, что весовая функция задержана).

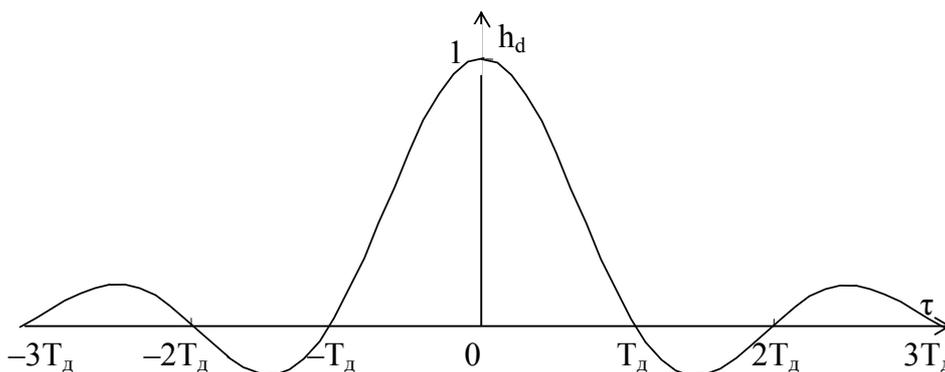


Рис. 2.28

В математическом виде эта функция, для обозначения которой часто используют символ **sinc**, в обозначениях рисунка 2.28 выглядит так:

$$h_d = \frac{\sin(\pi\tau / T_d)}{\pi\tau / T_d}.$$

Если совместить точку $\tau = 0$ с моментом появления очередной выборки, нули функции совпадут с моментами появления всех остальных выборок, так что отдельные весовые функции при суммировании «не мешают» друг другу. Это, между прочим, подтверждает *независимость* выборок сигнала, получаемых с частотой, вдвое большей граничной частоты его спектра: любое

множество таких выборок определяет некоторый сигнал с ограниченным спектром.

Таким образом оказывается возможным расчетное апостериорное восстановление исходной сигнальной функции во временной области «по Котельникову». Отметим, что ряд $\sum u_j h_d(t - t_j)$ обычно непосредственно используется в приводимых в литературе доказательствах теоремы Котельникова.

С функцией **sinc**, являющейся *Фурье-образом прямоугольной функции*, нам еще придется столкнуться в разделе 2.5, но в прямо противоположной ситуации: здесь прямоугольная функция была частотной характеристикой, а функция **sinc** – временной, а в разделе 2.5 частотной характеристикой будет функция **sinc**, поскольку прямоугольная функция будет играть роль весовой функции во временной области.

2.4.3. Реальная дискретизация; погрешность датирования

Выше в разделе 2.4.1 «опрос» сигнальной функции при АЦ преобразовании отождествлялся с запуском АЦП. Теперь, при рассмотрении реальных операций получения информации о сигнале, удобно ввести другой термин – *обращение к сигналу*. Под обращением к сигналу будем иметь в виду взаимодействие АЦП с источником сигнала, в результате которого АЦП, обычно в дискретные моменты времени, получает информацию о состоянии сигнальной функции.

По характеру обращения к сигналу, необходимого для получения очередного кодового результата, АЦП различных принципов действия ведут себя по-разному.

Существуют АЦП, требующие *однократного обращения к сигналу в предопределенный момент*. К ним относятся, например, АЦП считывания, упомянутые выше в разделе 1.5.3. Эти, наиболее быстродействующие АЦП содержат «линейку» компараторов, число которых равно требуемому числу кодовых переходов на характеристике преобразования. Компараторы одновременно сравнивают преобразуемое напряжения с множеством напряжений, соответствующих точкам кодовых переходов. Как правило, на АЦП считывания подаются непрерывную последовательность тактовых импульсов, и определенный перепад

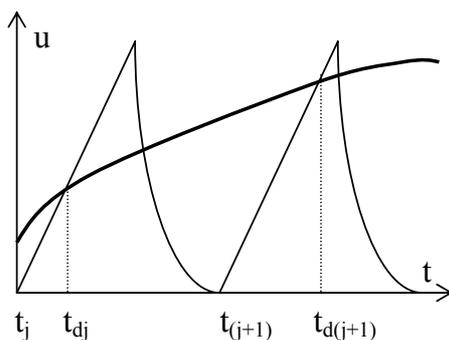


Рис. 2.29

каждого из этих импульсов «защелкивает» кодовую комбинацию на выходе компараторов, которая затем преобразуется в комбинацию выходного кода. Таким образом, этот перепад играет роль сигнала запуска, с которым по времени совпадает (с точностью до задержки в компараторах) обращение к сигналу.

Известны АЦП, выполняющие *однократное обращение к сигналу в момент времени, который нельзя указать заранее*. Таков редко применяемый сейчас время-импульсный АЦП с разверткой. На рис. 2.29 показаны два цикла развертки, с которой сравнивается

изменяющееся во времени преобразуемое напряжение (полужирная линия). Интервалы времени от момента запуска каждой развертки до момента, когда ее напряжение сравнивается с преобразуемым, измеряются обычным методом (см. выше раздел 1.5.4).

Ясно, что каждый кодовый результат соответствует состоянию сигнальной функции не в момент запуска (например, t_j), а в момент сравнения (соответственно t_{dj}), сдвиг которого по отношению к моменту запуска зависит от преобразуемого напряжения и заранее не определен. Для АЦП с такими свойствами уместно ввести понятие *погрешность датирования*. Эта погрешность определяется как *интервал времени между моментом запуска, которым кодовый результат датируется, и моментом, которому он фактически соответствует* (в данном случае это момент сравнения). Погрешность датирования переходит в погрешность по размеру измеряемой величины вследствие изменения последней за время преобразования.

Термин «погрешность датирования» введен сравнительно недавно; в литературе, особенно переводной, встречается более старый термин «апертурное время» с тем же значением. Полезно помнить также, что систематическая составляющая погрешности датирования ранее называлась апертурной задержкой, а случайная составляющая – апертурной дрожью (aperture jitter).

Имеется третья группа АЦП, представители которой *осуществляют в течение цикла преобразования несколько обращений к сигналу в различные моменты времени, причем обработка результатов этих обращений не сводится к линейной фильтрации* (простому или весовому усреднению). В этой группе наиболее известны АЦП последовательных приближений, у которых для получения каждого двоичного разряда требуется новое обращение к сигналу.

На рис. 2.30 показана возможная временная диаграмма формирования первых (старших) четырех разрядов результата в таком АЦП. В нем преобразуемое напряжение сравнивается с выходом двоичного ЦАП, на входе которого поочередно, начиная со старшего разряда, устанавливаются единичные значения битов. Каждый следующий разряд имеет вес, вдвое меньший предыдущего. Бит, вызвавший перекомпенсацию (а для ее обнаружения в каждом такте требуется обращение к сигналу), в следующем такте сбрасывается. На диаграмме рисунка 2.30 сбросился (и совершенно правильно) самый старший бит, а следующие биты, включившись один за другим, остались включенными. Видно, что кодовый результат 0111... не соответствует сигнальной функции (она показана

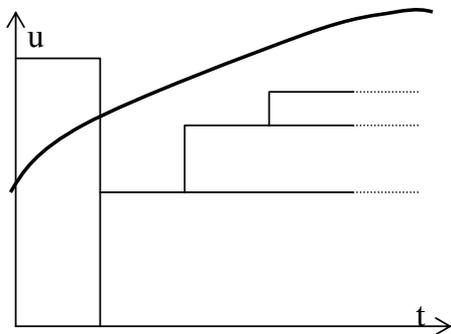


Рис. 2.30

полужирной линией) ни в один из моментов переключения ЦАП. Более того, в отличие от АЦП второй группы, на временной диаграмме вообще не удастся найти момент сравнения. Тем не менее, и на эти АЦП распространяют понятие погрешности датирования, определяя ее как интервал между моментом запуска и моментом, когда преобразуемое напряжение соответствовало кодовому результату. Понятно, что если и можно определить этот момент соответствия, то только апостериорно.

На диаграмме рис. 2.30 можно видеть еще один неприятный эффект, свойственный АЦП последовательных приближений при работе в динамическом режиме: если преобразуемое напряжение в течение времени преобразования растёт, кодовые комбинации чаще заканчиваются последовательностями нескольких единиц; аналогично, если преобразуемое напряжение падает, более вероятно появление на концах кодовых комбинаций нескольких нулей подряд. *Это дублирование значений разрядов равносильно уменьшению разрядности АЦП.*

Чтобы избежать вредных эффектов, вызванных изменением входного напряжения АЦП последовательных приближений в течение времени преобразования, это напряжение перед каждым циклом преобразования запоминают на конденсаторе. АЦП обращается к уже запомненному, постоянному напряжению, и описанные выше неприятности исчезают. *Такие аналоговые запоминающие устройства обычно называют устройствами выборки/хранения - УВХ.* Полезно знать английские термины: *sample/hold* (выборка/хранение), *track/hold* (слежение/запоминание), а также их сокращения S/H, T/H. Ввиду важности этих устройств им посвящен следующий раздел 2.4.4.

Наконец, еще одна группа АЦП отличается тем, что ее представители имеют свойства фильтров – это, например, АЦП двухтактного интегрирования, упомянутые выше в разделе 1.5.4 (см. рис. 1.19) или АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляторами. Так как цифровые фильтры в АЦП этого последнего типа прореживают первоначально получаемые цифровые данные, то применительно к таким АЦП используют термин «передискретизация»: обращение к сигналу происходит с частотой, обычно намного превышающей частоту выдачи кодовых комбинаций. В АЦП же двухтактного интегрирования обращение к сигналу происходит непрерывно в течение довольно длительного времени его интегрирования.

Особенности дискретизации в АЦП, имеющих свойства фильтров, будут затронуты ниже в разделе 2.5.

2.4.4. Устройства выборки/хранения

Типичное устройство выборки/хранения (УВХ) содержит конденсатор с окружающими его цепями, которые могут работать в двух режимах: *в режиме выборки (или слежения)* обеспечивается быстрый заряд (или разряд ранее заряженного) конденсатора до напряжения входного сигнала и слежение за его изменениями; *в режиме хранения* конденсатор отключается от входного сигнала, а окружающие его цепи должны иметь как можно более высокое сопротивление, чтобы конденсатор хранил запомненное напряжение.

УВХ может быть встроено в микросхему АЦП или ЦАП; может быть выполнено в виде специальной микросхемы с навесным или встроенным конденсатором; наконец, может быть изготовлено на отдельных интегральных или дискретных элементах. При емкости запоминающего конденсатора порядка сотен и тысяч пикофард для обеспечения быстрого перезаряда конденсатора обычно используется структура УВХ с усилителем на входе; если же УВХ встроено в микросхему, конденсатор может иметь очень малую емкость, порядка единиц пикофард, и тогда он успевает перезарядиться непосредственно от источника сигнала, если сопротивление этого источника не слишком велико.

В канале АЦ преобразования УВХ ставится непосредственно перед АЦП, если необходимо уменьшить погрешность датирования последнего. При этом *моментом обращения к сигналу становится момент перевода УВХ из режима слежения в режим хранения*. Таким образом, УВХ выполняет роль аналогового дискретизатора; в его идеализированной математической модели за собственно дискретизатором следует экстраполирующий фильтр нулевого порядка.

В системе с мультиплексором (см. рис. 2.1 в разделе 2.1) УВХ, поставленное перед АЦП (или встроенное в микросхему АЦП), хотя и улучшает динамические свойства канала, но не устраняет неодновременности обращения к различным источникам сигналов на входах мультиплексора. Последовательное во времени преобразование сигналов различных каналов получило название *косого сечения*. Отсутствие привязки получаемых данных к одному моменту времени может быть причиной погрешностей при их совместной обработке; поэтому косое сечение во многих случаях оказывается нежелательным. Иногда для «выпрямления» косого сечения ставят устройства выборки/хранения на каждом из используемых входов мультиплексора и одновременно переводят их в режим хранения, после чего поочередно преобразуют запомненные сигналы.

Некоторые структуры АЦП требуют включения внутренних УВХ, иногда даже нескольких; это характерно, например, для параллельно-последовательных АЦП. Пользователь может не заметить наличия УВХ, находящихся внутри микросхем.

В канале ЦА преобразования УВХ может использоваться в тех случаях, когда ЦАП после выдачи очередного выходного сигнала должен быть освобожден для выполнения других функций. В частности, многоканальное (по выходам и управляющим входам) УВХ позволяет обслуживать одним цифроаналоговым преобразователем несколько независимых потребителей аналоговых выходных сигналов.

Как и всякое аналоговое устройство, автономное (не встроенное в микросхему) УВХ характеризуется приведенным к входу напряжением смещения и входным током, а также мультипликативной погрешностью и нелинейностью. Однако основными параметрами, специфическими именно для УВХ, являются *время выборки* (acquisition time) и *скорость изменения напряжения в режиме хранения* (droop rate), которую удобно для краткости называть «скоростью забывания». Отметим, что английское слово droop, означающее «увядание», здесь стоит не по ошибке вместо drop, как иногда кажется студентам! Естественно, что УВХ характеризуется и собственной *погрешностью датирования* с ее систематической и случайной составляющими – смещением и разбросом момента, которому соответствует запомненное напряжение, относительно момента перевода УВХ в режим хранения. Специфичны для УВХ также *время установления напряжения* при переходе в режим хранения и *прямое прохождение сигнала* в режиме хранения.

Время выборки есть минимальная длительность интервала времени, в течение которого УВХ должно находиться в режиме слежения, чтобы в заданных условиях (обычно – после максимального скачка входного сигнала) напряжение на его выходе соответствовало входному *в пределах допускаемой погрешности*. Иногда не оговаривают погрешность установления в процентах, а указывают разрядность того АЦП, который может быть обслужен данным УВХ. Скачкообразное изменение входного сигнала УВХ характерно для систем с

мультиплексором; в таких системах время выборки ограничивает снизу интервал между моментом переключения канала и моментом перевода УВХ в режим хранения. Для увеличения времени выборки при заданной частоте преобразований АЦП иногда используют схему с двумя поочередно работающими УВХ: когда одно из них находится в режиме хранения и подключено к АЦП, второе, отсоединенное от АЦП, отслеживает входной сигнал для следующего преобразования. УВХ среднего качества имеют время выборки порядка нескольких микросекунд; у быстродействующих УВХ оно находится в наносекундном диапазоне.

Скорость изменения напряжения в режиме хранения зависит от сопротивлений и токов элементов, соединенных с запоминающим конденсатором. В канале АЦ преобразования она определяет максимальное допустимое время преобразования АЦП: УВХ с большей скоростью забывания требует большего быстродействия от обслуживаемого АЦП. Обычно УВХ с меньшим временем выборки имеют большую скорость забывания и наоборот. Если требуется одновременно и быстродействие при выборке, и длительное хранение, на выходе скоростного УВХ ставят второе, более медленное.

У некоторых микросхем параллельно-последовательных АЦП, имеющих УВХ внутри структур преобразования, «забывание» ограничивает допустимую частоту запусков *снизу*; на это следует обращать внимание при проектировании каналов с такими АЦП.

Время установления напряжения в режиме хранения определяет минимальный интервал между моментом перевода УВХ в режим хранения и запуском АЦП. Если УВХ в канале АЦ преобразования автономно, между соответствующими сигналами должна быть обеспечена задержка. Если УВХ встроено в микросхему АЦП, то необходимая задержка обеспечивается внутри микросхемы. Наконец, в микросхеме с мультиплексором (например, микроконтроллере со встроенным многоканальным АЦП), если одна и та же команда служит для выбора канала и запуска АЦП, изготовителем обязательно предусматривается еще и внутренняя задержка на время выборки (в редких случаях пользователю дается возможность увеличивать ее навесным конденсатором).

Прямое прохождение сигнала в режиме хранения характеризует некоторое изменение запомненного напряжения под влиянием изменения входного сигнала. Указывают его обычно в децибелах. Как правило, вносимая им составляющая погрешности незначительна.

Ниже в табл. 2.10 в качестве примера приведены некоторые (в том числе не упомянутые выше) параметры двух микросхем УВХ фирмы Analog Devices. Обе микросхемы имеют встроенные запоминающие конденсаторы и не требуют внешних навесных элементов. В таблице указаны не типовые, а наихудшие значения параметров.

Часть данных таблицы понятна без пояснений, другие нужно прокомментировать.

Начнем комментарии с того, что погрешность датирования дана в таблице в оригинальной терминологии изготовителя. Отрицательные значения «эффективной апертурной задержки» (систематической составляющей погрешности датирования) означают, что задержка аналогового сигнала во входных цепях УВХ превышает задержку логического управляющего сигнала, и поэтому запомненное напряжение соответствует состоянию входного сигнала в момент времени, *предшествующий* подаче сигнала на перевод УВХ в режим

хранения. Обратим внимание на то, что «апертурная дрожь» (случайная составляющая погрешности датирования, определяющая в конечном счете искажение формы регистрируемого сигнала) находится в диапазоне *десятков наносекунд*.

Таблица 2.10

Параметр		AD781		AD783	
Диапазон входного сигнала, В		– 5 ... + 5		– 2,5 ... + 2,5	
Напряжения питания, В		± 12		± 5	
Время выборки, нс	до 0,1 %	600	(при скачке 10 В)	350	(при скачке 5 В)
	до 0,01 %	700		375	
«Скорость забывания» в режиме хранения, мкВ/мкс		1		1	
Время установления напряжения в режиме хранения (до 1 мВ), нс		500		200	
Эффективная апертурная задержка, нс		– 35 ... – 15		– 30 ... + 30	
Апертурная дрожь, пс		75		50	
Смещение в режиме хранения, мВ		– 4 ... + 3		– 5 ... + 5	
Погрешность усиления, %		± 0,025		± 0,1	
Шумовая среднеквадратичная неопределенность постоянного запомненного напряжения, мкВ		85			
Среднеквадратичный шум в режиме хранения (в полосе 5 МГц), мкВ		125			

К термину «смещение» добавлено уточнение: «в режиме хранения». Это смещение включает в себя изменение напряжения на запоминающем конденсаторе, вызванное «впрыскиванием заряда» из управляющей цепи.

«Погрешность усиления» (мультипликативная погрешность) отсчитывается от идеального коэффициента передачи, равного 1.

Изготовителем приведены (и воспроизведены в таблице) две различные *шумовые характеристики*: неопределенность постоянного напряжения есть случайно меняющаяся от запуска к запуску составляющая постоянного смещения запомненного сигнала, вызванная шумом *во входных цепях* УВХ; шум в полосе 5 МГц есть переменная случайная составляющая этого же сигнала, возникающая *в выходных цепях*.

В заключение напомним, какие из основных применяемых сейчас видов АЦП нуждаются в УВХ, и какие не нуждаются в них.

Наиболее быстродействующие *параллельные АЦП* (flash ADC), действующие «в один прием» и выполняющие, как правило, не менее 20 миллионов преобразований в секунду, обычно работают без УВХ.

Несколько менее быстрые *параллельно-последовательные АЦП* (half-flash or subranging ADC), формирующие кодовый результат «порциями» по

три – четыре бита (но выдающие его в готовом виде), обычно содержат в своей структуре одно или несколько УВХ.

АЦП последовательных приближений (sequential approximation ADC), характеризующиеся диапазоном времен преобразования примерно от 1 мкс до нескольких десятков или даже сотен микросекунд, нуждаются в УВХ, если напряжение входного сигнала меняется в течение времени преобразования более, чем на 1 ... 2 кванта. Микросхемы АЦП последовательных приближений выпускаются как со встроенными УВХ (тогда они называются sampling ADC), так и без них. Многоканальные АЦП последовательных приближений (подсистемы сбора данных, data acquisition subsystems), также выпускаемые в виде микросхем, обычно содержат одно встроенное УВХ (реже два или несколько, одновременно переводимых в режим хранения) между выходом мультиплексора и входом собственно АЦП.

Интегрирующие АЦП сами по себе не нуждаются в УВХ. В редких случаях использования интегрирующего АЦП не по прямому назначению, а для получения информации о *мгновенных* напряжениях, на его входе может быть включено УВХ, но при этом теряется одно из основных достоинств интегрирующего АЦП – его фильтрующие свойства.

Наконец, *АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляторами*, работающие со значительной передискретизацией и имеющие в своем составе цифровые фильтры, совсем не требуют УВХ.

Упражнения к разделу 2.4.

У2.4.1. При эксперименте по нахождению функции распределения случайного сигнала с использованием АЦ преобразования слишком частая дискретизация невыгодна, так как при ней соседние отсчеты будут *статистически зависимыми*, многие из них окажутся близкими по значению, и память будет загружена избыточной информацией; невыгодна и слишком редкая дискретизация, увеличивающая время эксперимента. Предложите разумный критерий для выбора частоты дискретизации.

У2.4.2. Если результат стробоскопического преобразования есть сигнал, растянутый во времени, то его спектр должен быть подобным спектру исходного сигнала, но сжатым по частоте. Объясните с позиций преобразования спектров, как получается этот эффект.

У2.4.3. Пусть сигнальная функция между двумя смежными отсчетами (на интервале дискретизации) описывается тремя членами разложения в степенной ряд: $u(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2$. Выведите с помощью элементарных вычислений уравнение интерполирующей прямой и «формулу Хлистунова» для погрешности восстановления.

У2.4.4. Докажите, что формула для среднеквадратичного значения *синусоидального* напряжения

$$u_{\text{rms}} = \sqrt{\left(\frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 u_j^2 \right)},$$

где \mathbf{u}_j – три отсчета, равномерно распределенные по периоду сигнала, верна при любой фазе отсчетов по отношению к сигналу.

У2.4.5. Объясните своими словами *причину* явления, показанного выше на рисунке 2.30: если напряжение на входе АЦП последовательных приближений, не имеющего УВХ, в течение времени преобразования растет, кодовые комбинации чаще заканчиваются последовательностями нескольких единиц, чем другими комбинациями двоичных символов.

У2.4.6. Восьмиканальные микросхемы АЦП фирмы Maxim – десятиразрядная MAX148 и двенадцатиразрядная MAX147 имеют одинаковые по устройству встроенные УВХ без предварительного усилителя с емкостью запоминающего конденсатора $C_{\text{HOLD}} = 16$ пФ. При малых сопротивлениях источника сигнала R_S (индекс – от слова source) время выборки составляет 1,5 мкс. При $R_S > 4$ кОм для MAX148 и $R_S > 1$ кОм для MAX147 фирма предлагает рассчитывать время выборки t_{ACQ} (индекс – от слова acquisition) по формулам: $t_{\text{ACQ}} = 7(R_S + R_{\text{IN}})C_{\text{HOLD}}$ для MAX148 и $t_{\text{ACQ}} = 9(R_S + R_{\text{IN}})C_{\text{HOLD}}$ для MAX147, где $R_{\text{IN}} = 9$ кОм – сопротивление внутреннего (internal) резистора в микросхеме. Объясните различие в формулах для двух АЦП и смысл коэффициентов 7 и 9; рассчитайте времена выборки для сопротивления источника сигнала 6 кОм.

У2.4.7. Предположим, что структура, состоящая из шестиканального мультиплексора, УВХ, АЦП и микроконтроллера используется для измерения средней мощности в трехфазной электрической цепи. Для этого на входы трех каналов мультиплексора через измерительные трансформаторы напряжения подаются сигналы, соответствующие напряжениям трех фаз $\mathbf{u}_A, \mathbf{u}_B, \mathbf{u}_C$, а на входы трех других каналов через измерительные трансформаторы тока – сигналы, соответствующие токам тех же фаз $\mathbf{i}_A, \mathbf{i}_B, \mathbf{i}_C$. В течение периода сигнала n_d раз производится цикл преобразования в код сигналов в следующем порядке: $\mathbf{u}_A, \mathbf{u}_B, \mathbf{u}_C, \mathbf{i}_A, \mathbf{i}_B, \mathbf{i}_C$, и мощность рассчитывается по формуле:

$$P = \frac{1}{n_d} \sum_{j=1}^{n_d} (\mathbf{u}_{Aj} \mathbf{i}_{Aj} + \mathbf{u}_{Bj} \mathbf{i}_{Bj} + \mathbf{u}_{Cj} \mathbf{i}_{Cj})$$

Из-за последовательного обслуживания каналов (косого сечения) возникает погрешность. Объясните ее природу и предложите пути ее снижения, *не требующие добавления новых аппаратных элементов*.

У2.4.8. Десятиразрядная микросхема АЦП последовательных приближений без встроенного УВХ, имеющая время преобразования 10 мкс, работает в измерительном канале, входной сигнал которого имеет форму, близкую к синусоиде частотой 10 Гц. Дайте обоснованный ответ на вопрос: нужно ли включить УВХ в измерительный канал?

У2.4.9. Оцените максимальную приведенную погрешность по напряжению, которая может быть обусловлена погрешностью датирования 50 нс, если частота преобразований АЦП составляет 200 кГц.

Литература к разделу 2.4.

Вопросы дискретизации рассматриваются во всех пособиях по цифровой измерительной технике, информационной технике, цифровой связи, телемеханике. Особенно рекомендуется литература по телеметрии и измерительным системам, например: *Цапенко М.П. Измерительные информационные системы. Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование. – Изд. 2-е. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 440 с.*

В качестве примера пособия более общего характера упомянем следующее: *Темников Ф.Е., Афонин В.А., Дмитриев В.И. Теоретические основы информационной техники: Учебное пособие для вузов. – Изд. 2-е. – М.: Энергия, 1979. – 512 с.*

Особое удовольствие можно получить, перечитав работы периода «бури и натиска» в кибернетике, в частности, статьи, опубликованные на русском языке в сборниках: *Теория информации и ее приложения / Под ред. А.А.Харкевича. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1959. – 328 с.* и *Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / под ред. Р.Л.Добрушина и О.Б.Лупанова, с предисловием А.Н.Колмогорова. – М.: Изд-во иностр. лит., 1963. – 830 с.* Заметим, что К.Шеннон везде подчеркивает *независимость* выборок сигнала, получаемых по «теореме отсчетов» (теореме Котельникова), и, следовательно, *пограничный характер* условий этой теоремы: более частые выборки становятся статистически зависимыми, а более редкие не позволяют восстановить сигнал.

2.5. Фильтрация сигналов и динамические характеристики цифровых средств измерений

2.5.1. Виды и задачи фильтрации

В каналах АЦ преобразования фильтрация сигналов может выполняться на разных стадиях преобразования, разными средствами и с разными целями.

Рассмотрим вначале *фильтрацию в аналоговой части канала преобразования.*

Прежде всего, аналоговые цепи канала (и даже входные цепи микросхем АЦП) обязательно обладают некоторой инерционностью и поэтому подавляют высокочастотные составляющие сигнала. Это подавление часто рассматривается как нежелательное. Казалось бы, полоса пропускания входных цепей АЦП по теореме Котельникова не должна превышать половины частоты преобразований, и более быстродействующие цепи должны удорожать изделие; однако в каталогах можно найти микросхемы, у которых эта полоса значительно расширена. Очевидно, это делается для того, чтобы АЦП можно было бы использовать в стробоскопическом режиме (см. выше рис. 2.26 в разделе 2.4.2).

Далее, в аналоговую часть канала довольно часто преднамеренно включаются пассивные или даже активные фильтры. С их помощью решаются две задачи: во-первых, устраняются составляющие полезного сигнала, частота которых превышает половину частоты преобразований (этот предел в зарубежной литературе называют *частотой Найквиста*); во-вторых,

повышается отношение сигнал/шум путем подавления предполагаемых помех. В первом случае говорят о фильтрации против наложений спектров, или, на англо-русском жаргоне, «антиэлайзинговой» фильтрации; во втором – о фильтрации для повышения помехоустойчивости.

Выбор характеристики фильтра против наложений спектров не вызывает особых проблем. Ясно, что он должен быть фильтром нижних частот (low pass), что его полоса подавления должна включать в себя частоту Найквиста и что его полоса пропускания должна быть по возможности шире. Эти соображения подсказывают выбор фильтра с максимально крутым срезом характеристики пропускания.

Намного сложнее выбрать характеристику (да и место включения) фильтра для подавления помех. Разработчик должен ясно понимать, что *эта задача может решаться только на основе подробных сведений о сигнале и вероятной помехе.*

В соответствии с задачами данного курса здесь будут рассматриваться только электрические помехи, уже тем или иным путем проникшие в канал АЦ преобразования; вопросы экранирования, заземления, устранения паразитных контуров, фильтрации в цепях питания и т.д. не будут затрагиваться.

Как известно, электрические помехи принято делить на *поперечные* (более старый термин – помехи нормального вида; можно их называть также дифференциальными) и *продольные* (соответственно – помехи общего вида или синфазные помехи). Поперечные помехи действуют в контуре полезного сигнала, и их можно отличить от сигнала только по спектральным или структурным свойствам. Продольные помехи действуют на обе линии, соединяющие источник сигнала с входными цепями канала преобразования, и таким образом отличаются от сигнала по схеме включения. Продольные помехи значительно ослабляются при наличии в канале узлов *гальванической развязки*. В сигнальных цепях такие узлы либо размещаются во входной части канала (и тогда выполняются аналоговыми), либо включаются в структуру собственно АЦП (в этом случае они передают управляющие и информационные логические сигналы между преимущественно аналоговой частью АЦП и его цифровой частью), либо располагаются на выходе АЦП или микроконтроллера и тогда передают готовые цифровые данные. Напомним, что гальванически развязанным должно быть также питание части канала, гальванически отделенной по сигнальным цепям от его выходной части.

Наряду с гальванической развязкой подавлению продольных помех способствует *симметрирование входных цепей* той части канала, на которую предполагается воздействие этих помех.

Для подавления поперечных помех в аналоговой части канала, как правило, используют линейные фильтры; например, на рис. 2.31 показан

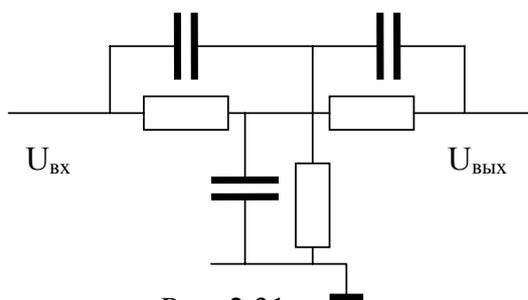


Рис. 2.31

двойной T-образный фильтр-пробка, который, если выбрать параметры четырех элементов в «горизонтальных» ветвях цепи равными R и C , а двух элементов в «вертикальных» ветвях $R/2$ и $2C$, полностью подавляет сигнал на частоте $f = 1/(2\pi RC)$. Это свойство полезно, если нужно «вырезать» из входного сигнала составляющую

определенной частоты, например, 50 Гц – вероятную наводку от питающей сети.

Очень часто помехи и различные шумы оказываются по частоте выше полезного сигнала, и для их подавления в аналоговую часть канала включают *фильтры нижних частот*. Однако следует помнить, что всякий фильтр (в том числе и упомянутый выше фильтр-пробка) не только подавляет помеху, но и искажает полезный сигнал. Поэтому при расчете фильтра, вообще говоря, необходимо минимизировать сумму погрешностей, одна из которых отражает влияние «недоподавленной» помехи, а другая – искажения полезного сигнала. По мере увеличения крутизны частотной характеристики фильтра, или ее перемещения ближе к области спектра, занятой сигналом, подавление помехи улучшается, но одновременно растут искажения сигнала, поэтому существует оптимальная характеристика фильтра, обеспечивающая минимум суммарной погрешности. Это еще более справедливо, если спектры сигнала и помехи перекрываются (в этом случае можно рассчитывать фильтр по Н.Винеру).

При выборе фильтра следует учитывать также требования потребителя информации. Например, в медицинских системах, где результат работы измерительного канала предьявляется врачу в виде осциллограммы, первостепенным требованием становится неискаженная передача формы сигнала. В таких случаях отдают предпочтение фильтрам нижних частот с *характеристикой Бесселя*, хотя крутизна такой характеристики намного меньше, чем у других типов фильтров. Иногда ограничиваются наиболее «мягким» фильтром первого порядка в виде простой сглаживающей цепочки **RC**.

Встречаются и ситуации, когда в сигнале отсутствуют или не представляют интереса *низкочастотные* составляющие, включая составляющую нулевой частоты (постоянную составляющую), а помеха такие составляющие содержит. Примером может служить биомедицинский эксперимент по исследованию так называемых вызванных потенциалов. С диагностической точки зрения интерес представляют только переменные составляющие этих потенциалов, но на электродах, закрепленных на пациенте, может генерироваться и «паразитное» постоянное напряжение. В таких случаях приходится включать в канал *фильтры верхних частот*, хотя бы в виде разделительных цепочек **RC**. Такие цепочки, включенные между каскадами усилителя, заодно отделяют от последующих каскадов усиленное предыдущими каскадами их собственное напряжение смещения. Поэтому разумно включать разделительную цепочку не на входе канала, а по возможности дальше от входа, но в таком месте, где совместное действие низкочастотной помехи, усиленного напряжения смещения и полезного сигнала еще не перегружает канал – не выводит его за пределы линейной характеристики преобразования.

Следует помнить, что при отсеивании низкочастотных помех фильтрами верхних частот (*high pass*) использовать расчетные формулы для фильтров Бесселя бессмысленно, так как достоинства фильтров Бесселя связаны с малой нелинейностью их фазо-частотных характеристик, а у фильтров верхних частот эти характеристики всегда нелинейны, так как имеют асимптотой ось абсцисс, для которой $\Delta\varphi = 0$, а на нижних частотах резко отклоняются от нее.

Отметим, что и при выборе мест включения фильтров нижних частот следует учитывать те же соображения, которые были изложены выше применительно к разделительным цепочкам: чем позже по ходу сигнала включен фильтр, тем большее количество источников высокочастотных помех,

находящихся внутри самого канала, будет им «обслужено», но тем больше и вероятность перегрузки части канала, предшествующей фильтру, неинформативными компонентами сигнала. Любая такая местная перегрузка канала, возникающая либо перед разделительной цепочкой, либо перед фильтром нижних частот, страшна тем, что не обнаруживается по конечному результату преобразования. Поэтому, *если разработчик не использует никаких способов независимого обнаружения возможной местной перегрузки, он должен оговорить в технических данных проектируемого изделия допускаемые параметры помехи.*

Техническая реализация фильтров в аналоговой части канала, если они должны быть сложнее, чем цепочки первого порядка, облегчается благодаря промышленному выпуску (например, фирмой **Maxim**) *микросхем фильтров*. Не рассматривая их подробно, отметим только, что такие микросхемы бывают либо непрерывного действия, либо импульсными (выполненными на переключаемых конденсаторах). Технология *переключаемых конденсаторов* позволяет изменять характеристики фильтра в широких пределах путем изменения тактовой частоты микросхемы, что является несомненным достоинством. Недостатком фильтров на переключаемых конденсаторах является то, что они сами дискретизируют сигнал, хотя обычно и с более высокой частотой, чем АЦП, следующие в канале за ними. Для устранения наложения спектров следует установить перед таким фильтром звено *непрерывной* фильтрации, пропускающее только нижние частоты в соответствии с теоремой Котельникова относительно частоты дискретизации микросхемы фильтра. На выходе фильтра также полезно иметь звено непрерывной фильтрации, уменьшающее шум, вносимый источником тактовых импульсов.

Микросхемы фильтров *непрерывного действия* имеют большой динамический диапазон, так как у них нет источника помех в виде тактового генератора; их характеристики тоже могут программироваться записью кодовых комбинаций во внутренний регистр или иным способом.

Отметим также, что среди микросхем фильтров нижних частот имеются изделия «с нулевой погрешностью». Под этим имеется в виду отсутствие постоянного смещения, вносимого фильтром в сигнал, благодаря емкостной связи фильтра с цепями канала. Такой схемотехнический прием позволяет полезным низкочастотным составляющим сигнала проходить «мимо» фильтра, так что постоянная составляющая сигнала совсем не изменяется.

Перейдем теперь к *фильтрации, реализуемой в процессе аналого-цифрового преобразования*. Этот тип фильтрации характерен для так называемых *интегрирующих АЦП* и цифровых приборов – отметим неточность этого общепринятого термина, связанную с тем, что кодовый результат преобразования соответствует не интегралу входного напряжения в вольт-секундах, а его усредненному значению в вольтах.

Известны два основных принципа построения интегрирующих АЦП: с преобразованием напряжение \rightarrow частота и с двухтактным (или многотактным) аналоговым интегрированием; выше последний принцип встречался в разделе 1.5.4. Возможно также цифровое интегрирование выходного сигнала быстродействующего АЦП, но эту операцию более уместно отнести к первичной цифровой обработке, которой будет посвящен раздел 2.6. Иногда высказывают мнение, что интегрирование в канале, содержащем преобразователь напряжение \rightarrow частота (ПНЧ) и счетчик импульсов, тоже является цифровым; однако большинство известных ПНЧ работает таким

образом, что их выходной импульсный сигнал соответствует *квантованному непрерывному интегралу* входного напряжения, и функция счетчика импульсов состоит только в фиксации приращения этого интеграла за заданное время, по аналогии с графиком рисунка 2.21. Такая последовательность преобразований не обладает недостатками цифрового интегрирования.

В простейшем интегрирующем АЦП чувствительность преобразующих цепей к входному напряжению остается постоянной в течение заданного времени интегрирования $T_{\text{и}}$ (в тексте к временной диаграмме рис. 1.19 это время было обозначено T_1). Результат АЦ преобразования соответствует среднему за $T_{\text{и}}$ входному напряжению; нетрудно показать, что, если бы этот результат получался *в момент окончания времени интегрирования*, АЦП можно было бы представить математической моделью, состоящей из непрерывно действующего фильтра с прямоугольной весовой функцией и звена дискретизации, срабатывающего с частотой преобразований $f_{\text{д}} < 1/T_{\text{и}}$.

Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра $K(f)$ представляет собой функцию вида **sinc**:

$$K(f) = \frac{\sin(\pi f T_{\text{и}})}{\pi f T_{\text{и}}};$$

фаза-частотная характеристика соответствует постоянной задержке на $T_{\text{и}}/2$. Очевидно, учет дополнительной задержки на время, обозначенное T_2 в тексте к рисунку 1.19 (или на постоянное большее время, с запасом), скажется только на фаза-частотной характеристике; амплитудно-частотная характеристика не изменится.

Функция $K(f)$ равна единице на нулевой частоте и обращается в нуль на всех частотах, при которых произведение $fT_{\text{и}}$ является натуральным числом, то есть на частотах $1/T_{\text{и}}$, $2/T_{\text{и}}$, $3/T_{\text{и}}$ и т.д. Физически это означает, что *фильтр с прямоугольным окном полностью подавляет составляющие сигнала, у которых целое число периодов укладывается в окно*.

Бесконечное число нулей на амплитудно-частотной характеристике фильтра, эквивалентного интегрирующему АЦП, выгодно отличает этот фильтр от аналогового фильтра-пробки, имеющего только один нуль: интегрирующий АЦП при правильно выбранном времени интегрирования подавляет не только основную гармонику периодической помехи, но и *все ее высшие гармоники*. Кроме того, общее уменьшение огибающей функции вида **sinc** на высоких частотах способствует и подавлению непериодических высокочастотных помех (аналоговый фильтр-пробку приходится дополнять звеном фильтрации, пропускающим нижние частоты).

Имеются еще по крайней мере два важнейших достоинства у фильтра, эквивалентного интегрирующему АЦП, по сравнению с обычным RC-фильтром.

Одно из них связано с конечностью импульсной характеристики (весовой функции) интегрирующего АЦП: у обычного RC-фильтра скачок входного сигнала вызывает длительный переходный процесс, а интегрирующий АЦП способен выдать верный результат уже через время T_2 после окончания интегрирования. Между прочим, по этой причине в многоканальной системе с мультиплексором аналоговые фильтры, как правило, ставятся в каждом канале *до мультиплексора*. RC-фильтр, стоящий между мультиплексором и АЦП, требовал бы после каждого переключения каналов длительной выдержки времени на установление сигнала. Можно пытаться уменьшить эту выдержку,

используя нелинейный фильтр (например, сглаживающую цепочку **RC**, резистор которой шунтирован двумя диодами, включенными встречно-параллельно) или фильтр с переменными параметрами, постоянная времени которого вначале мала, а затем возрастает. Но все эти ухищрения могут привести к росту погрешности. Интегрирующий АЦП не создает подобных трудностей.

Другое достоинство заключается в том, что принцип построения интегрирующего АЦП позволяет изменять время интегрирования $T_{\text{и}}$, *не меняя чувствительности преобразователя к измеряемому напряжению*. Для этого достаточно изменить частоту генератора тактовых импульсов, период следования которых есть квант шкалы-посредника (см. раздел 1.5.4). Эту возможность широко используют в лабораторных интегрирующих вольтметрах, в большинстве которых с помощью цепи фазовой автоподстройки подгоняют частоту тактового генератора таким образом, чтобы время интегрирования всегда было кратным периоду сетевого напряжения. Фазовая автоподстройка позволяет поддерживать высокую степень подавления сетевой помехи (примерно до 80 дБ) в условиях нестабильной частоты сети.

При определенных условиях подстройка времени интегрирования без изменения чувствительности может быть реализована и в интегрирующих АЦП с ПНЧ.

Отметим, что фильтр, эквивалентный интегрирующему АЦП, как и всякий другой, несколько искажает изменяющийся полезный сигнал. Это искажение можно оценить по отклонению амплитудно-частотной характеристики от единицы на частотах, значительно меньших, чем частота первого нуля характеристики. Разлагая $\sin(\pi f T_{\text{и}})$ в окрестности нулевого аргумента в степенной ряд вида

$$\sin x = x - x^3/3! + x^5/5! - \dots,$$

и сохраняя в соответствующем разложении функции **sinc** только единицу и следующий за ней квадратичный член, получим

$$1 - \frac{\sin(\pi f T_{\text{и}})}{\pi f T_{\text{и}}} \approx \frac{1}{6} (\pi f T_{\text{и}})^2 \approx \frac{9,87}{6} f^2 T_{\text{и}}^2 \approx 1,645 f^2 T_{\text{и}}^2.$$

Например, при $f T_{\text{и}} = 0,1$ получается погрешность около 1,6 % (следующие десятичные цифры в оценке погрешности роли не играют).

Усложняя схему интегрирующего АЦП, можно получить весовую функцию эквивалентного фильтра, отличающуюся от прямоугольной, и тем самым изменить в желательную для разработчика сторону частотную характеристику этого фильтра. Одно из простейших усовершенствований состоит в организации весовой функции «**1-2-1**»: общее время интегрирования делят на три части, причем чувствительность во время второй части времени интегрирования увеличивают вдвое по сравнению с первой и третьей частями. Если, для сохранения преемственности вида формулы для амплитудно-частотной характеристики, обозначить общее время интегрирования $1,5T_{\text{и}}$, то получится

$$K(f) = \frac{\sin(\pi f T_{\text{и}})}{\pi f T_{\text{и}}} \cos \frac{\pi f T_{\text{и}}}{2};$$

и на тех частотах, где произведение $f T_{\text{и}}$ равно нечетным целым числам 1; 3; 5; 7 и т.д., на характеристике появятся кратные (двойные) нули, так как на этих

частотах в нуль обращаются оба сомножителя. Это улучшает подавление периодических помех, частота которых может колебаться в некоторых пределах, отступая от точки теоретически полного подавления.

В настоящее время предложено большое число разнообразных весовых функций для интегрирующих АЦП, отвечающих специфическим требованиям (простоты реализации, малой длительности, подавления помех заданного вида, и т.д.). Отметим также, что не исключается введение в канал АЦ преобразования с интегрирующим АЦП предварительного аналогового фильтра.

С некоторой натяжкой к фильтрации, выполняемой в ходе АЦ преобразования, можно отнести цифровую фильтрацию, применяемую в АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляторами. Последние формируют первичный цифровой сигнал в виде высокочастотного потока двоичных символов; этот поток, обычно одноразрядный, затем пропускают через цифровой фильтр, формирующий многоразрядные цифровые отсчеты, выдаваемые потребителю со значительно меньшей частотой. На характеристике этого фильтра также имеется ряд нулей, причем частота первого нуля, как правило, совпадает с частотой обновления выходных кодовых комбинаций (update rate). Типичная микросхема АЦП с $\Sigma\Delta$ -модулятором позволяет, путем записи определенных команд во внутренние регистры микросхемы, выбирать одну из возможных частот обновления кодовых комбинаций, причем более низким частотам обновления соответствуют меньшие шумы.

Цифровую фильтрацию, реализуемую после аналого-цифрового преобразования, разумно отнести к операциям первичной цифровой обработки кодового сигнала. Этим операциям будет посвящен раздел 2.6.

Фильтрация в каналах ЦА преобразования имеет главной целью сглаживание ступенчатого выходного сигнала ЦАП, а также выбросов, возникающих при смене определенных кодовых комбинаций. Очевидным решением здесь является включение аналоговых фильтров на выходе ЦАП. Специально для подавления выбросов могут использоваться запоминающие элементы – УВХ. Если ЦАП допускает обновление входных кодовых комбинаций с большей частотой, чем частота их поступления от источника информации, на входе ЦАП могут ставиться *интерполирующие цифровые фильтры*.

2.5.2. Динамические характеристики средств аналого-цифрового преобразования

Динамические свойства каналов АЦ преобразования определяются рядом факторов: сглаживанием сигналов во входных аналоговых цепях, возможными частотами дискретизации и обновления кодовых комбинаций, особенностями работы внутренних цепей УВХ и собственно АЦП при изменяющемся входном сигнале.

Для входных аналоговых цепей канала, если они оказывают существенное влияние на динамические свойства канала, рекомендуется, по ГОСТ 8.009-84, указывать полные динамические характеристики в соответствии с ГОСТ 8.256-77, например, передаточную функцию, амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики и т.п. Разработчики микросхем АЦП, как правило, ограничиваются указанием спектральной полосы пропускания

входных цепей, иногда сообщая отдельно значения полосы для малого и большого сигналов.

Возможные значения частоты дискретизации и обновления кодовых комбинаций принято указывать различным образом для разных типов АЦП.

Для группы быстродействующих параллельных и параллельно-последовательных АЦП указывают максимальную частоту тактовых импульсов; каждый тактовый импульс соответствует очередному отсчету входного сигнала. Для таких АЦП характерна *конвейерная задержка* (pipeline delay): кодовая комбинация, соответствующая некоторой выборке, появляется на выходе через несколько тактов (обычно 2 ... 4) после момента обращения к сигналу.

АЦП среднего быстродействия – действующие по принципу последовательных приближений и другие, сходные с ними по характеристикам, – работают по схеме «запуск – готовность – чтение». Для них указывается обычно время преобразования от запуска до готовности данных. Потребитель данных обнаруживает сигнал готовности «**ready**» (или снятие сигнала занятости «**busy**») путем программного опроса или по прерыванию, после чего читает выходные данные в один или несколько приемов. Время, затрачиваемое на чтение, зависит от свойств потребителя (например, микроконтроллера). Возможная частота преобразований или *пропускная способность* (throughput rate) определяется как величина, обратная сумме времен преобразования, реакции на сигнал готовности, чтения, а при наличии в канале автономного УВХ еще и времен выборки и перехода в режим хранения. Для увеличения пропускной способности целесообразно переводить УВХ в режим слежения сразу по получении сигнала готовности, не дожидаясь окончания чтения. В многоканальных устройствах с мультиплексорами следует учитывать также и время, затрачиваемое на установление сигнала после переключения каналов (при наличии УВХ каналы можно переключать, не дожидаясь даже окончания работы АЦП).

Для интегрирующих АЦП и цифровых вольтметров указывают время интегрирования и частоту повторения измерений. Лабораторные приборы могут иметь синхронизацию измерений от сети; например интегрирующий ампервольтметр Ф30 даже в режиме внешнего запуска на самом деле работает циклически, синхронизируясь с сетью, а импульс запуска просто выводит ближайший возможный отсчет (таким образом получается большая и неконтролируемая погрешность датирования).

Для АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляторами указывают частоту (или набор возможных, выбираемых программно, частот) обновления выходных кодовых комбинаций при заданной тактовой частоте, вид характеристики цифрового фильтра и полосу частот входного сигнала при некоторой заданной погрешности от неравномерности характеристики фильтра, а также время установления показаний после скачка входного сигнала (время переходного процесса в цифровом фильтре).

Пропускная способность как общий для всех типов АЦП параметр, характеризующий возможную частоту преобразований, может быть указана в специальных единицах – *киловыборках в секунду* или *мегавыборках в секунду*; в иностранных источниках эти единицы сокращаются до **kSPS** (kilosamples per second) и **MSPS** (megasamples per second), причем приставки «кило» и «мега» понимаются в обычном десятичном смысле как 10^3 и 10^6 .

Динамические характеристики автономных УВХ достаточно полно описываются параметрами, перечисленными выше в разделе 2.4.4. Что касается

особенностей работы внутренних цепей собственно АЦП при изменяющемся входном сигнале, то у отечественных метрологов имеется склонность характеризовать их исключительно погрешностью датирования (это закреплено и в ГОСТ 8.009-84).

Зарубежные же изготовители микросхем АЦП испытывают микросхему на чисто синусоидальном сигнале (иногда еще и на сигнале, содержащем две спектральные составляющие) и сообщают данные об искажениях и шумах, содержащихся в выходной кодовой последовательности.

Основным из получаемых таким образом параметров является отношение сигнала (S – signal) к шуму (N – noise) и искажениям (D – distortions) $S/(N + D)$, часто называемое также **SINAD**. Выражать его принято в децибелах.

Для *идеального* АЦП, не имеющего других погрешностей, кроме погрешности квантования, **SINAD** поддается довольно простому расчету. Предполагаем, что входное синусоидальное напряжение занимает весь диапазон преобразуемых напряжений рассматриваемого АЦП. При n двоичных разрядах и однополярной характеристике АЦП этот диапазон составляет $0 \dots (2^n - 1)q$, где q – квант (см. выше раздел 2.3.1), при этом амплитуда синусоиды, равная его половине, может быть почти точно выражена как $2^n q/2$, а ее среднеквадратичное значение – как

$$\sigma_s = 2^n q / (2\sqrt{2}).$$

Шум, вносимый идеальным АЦП, представлен одной только погрешностью квантования, статистически независимой от сигнала и распределенной по равномерному закону, для которого

$$\sigma_N = q / \sqrt{12} = q / (2\sqrt{3}).$$

Отношение этих величин, выраженное в децибелах, составляет

$$\begin{aligned} \text{SINAD} &= 20 \lg(\sigma_s / \sigma_N) = 20 \lg(2^n \sqrt{3/2}) = \\ &= 20 n \lg 2 + 20 \lg \sqrt{3/2}. \end{aligned}$$

Инженеру полезно помнить, что $20 \lg 2 = 6,02$ (это есть отношение 2:1, выраженное в децибелах; во многих случаях его округляют до целого числа 6). Нетрудно убедиться также, что второй член окончательного выражения для SINAD равен 1,76 дБ. Итак, для идеального АЦП

$$\text{SINAD} = (6,02n + 1,76) \text{ дБ.}$$

У реального АЦП этот параметр, естественно, меньше. Его измеряют экспериментально, подавая на АЦП чисто синусоидальное напряжение, подвергая полученный массив выходных данных преобразованию Фурье и относя сумму мощностей всех спектральных составляющих, кроме основной гармоники, к мощности этой последней. По экспериментальной оценке **SINAD*** находят с помощью той же формулы соответствующее (меньшее, чем n и, вообще говоря, нецелое) число разрядов, называемое *эффективной разрядностью*:

$$n_{\text{эфф}} = (\text{SINAD}^* - 1,76) / 6,02.$$

Эффективная разрядность зависит от частоты сигнала, и изготовители АЦП нередко приводят для конкретных микросхем эту зависимость в виде графика.

По тому же, преобразованному по Фурье массиву выходных данных АЦП находят другие параметры. «Полные гармонические искажения» **THD** (total harmonic distortions) в действительности рассчитываются как выраженное в децибелах отношение суммы только нескольких первых гармоник (например, со второй по пятую) к основной гармонике. Эти децибелы получаются отрицательными. «Свободный от искажений динамический диапазон» **SFDR** (spurious free dynamic range) есть выраженное тоже в децибелах отношение основной гармонике к наиболее сильной после нее гармонической или шумовой составляющей массива результатов преобразования Фурье.

Нелинейные свойства АЦП характеризуются также параметром, который называют *интермодуляционными искажениями*. Под этим понимают вычисленные по массиву выходных данных АЦП составляющие определенных комбинационных частот, полученные при подаче на вход АЦП сигнала, содержащего две спектральные составляющие.

Достоинство всех этих параметров в том, что они получаются в реальном динамическом режиме работы АЦП и, будучи представлены зависимостями от частоты сигнала, дают наглядное представление об ухудшении качества воспроизведения быстроменяющихся сигналов с помощью АЦП. Их недостаток – в том, что они не являются полными динамическими характеристиками и не дают возможности вычислить погрешность АЦП при работе на сигнале произвольной формы.

Важно отметить, что погрешность датирования, которую предлагает ГОСТ 8.009-84 в качестве динамической характеристики преобразующей части АЦП, также ни в коей мере не является полной динамической характеристикой, поскольку имеет, наряду с постоянной, случайную составляющую. Поведение последней при работе реальных АЦП на сигналах различной формы, по-видимому, не исследовано, и тем более не предложены математические модели, описывающие это поведение.

В целом задача нахождения полной динамической характеристики АЦП до сих пор не решена; возможно, что в качестве такой характеристики могла бы выступать программная имитационная модель АЦП, если бы оказалось, что получаемые с ее помощью результаты совпадают с действительными при различных преобразуемых сигналах.

2.5.3. Динамические характеристики средств цифровоаналогового преобразования

Основной динамической характеристикой ЦАП является *время установления выходного сигнала*. Его находят как время, протекшее от момента скачкообразного изменения входного кодового сигнала до момента, когда выходной сигнал ЦАП *окончательно* входит в некоторую заранее установленную зону. Размер этой зоны должен обязательно оговариваться при нормировании времени установления; пользователь проявил бы неосторожность, если бы считал, что он всегда принимается равным кванту или половине кванта по обе стороны от установившегося напряжения. Должен оговариваться и размер кодового скачка, но здесь почти всегда имеется в виду максимальный возможный скачок.

Для микросхем ЦАП с токовым выходом, естественно, указывают *время установления по току*. Если пользователь добавляет операционный усилитель

для преобразования ток \rightarrow напряжение, то время установления выходного напряжения должно определяться с учетом реакции этого усилителя.

Быстродействующие ЦАП (для них обычно сообщают еще и частоту обновления входных кодовых комбинаций) имеют время установления в диапазоне от нескольких наносекунд до сотен наносекунд; ЦАП среднего быстродействия – от единиц до нескольких десятков микросекунд.

Другая важная динамическая характеристика ЦАП описывает выбросы выходного сигнала, вызванные изменениями входной кодовой комбинации, небольшими по числовым значениям, но связанными с одновременными изменениями большого числа битов. Так, в ЦАП по рис. 1.10 изменение кодовой комбинации с 01...111 на 10...000 соответствует $\Delta N = 1$, но при этом токи всех разрядов, кроме старшего, выключаются, а ток старшего разряда включается. Малейшая разница в задержках включения и выключения токов приведет к появлению в выходном сигнале кратковременного выброса – «глитча» (glitch). В качестве параметра этого выброса используют не амплитуду, а площадь в пиковольтсекундах. Микросхемы ЦАП, характеризующиеся малыми выбросами, целесообразно применять в устройствах генерирования плавно меняющихся сигналов, форма которых задается в цифровом виде. Тем же термином «глитч» обозначают импульсную наводку из цифровых цепей в аналоговый выход.

Для ЦАП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией могут сообщаться частота обновления входных кодовых комбинаций и параметры фильтров (вид характеристики, частота среза и т.д.).

Упражнения к разделу 2.5.

У2.5.1. Сформулируйте задание на разработку фильтра против наложений спектров для АЦП с частотой преобразований 100 кГц.

У2.5.2. Рассчитайте двойной Т-образный фильтр-пробку для подавления помехи частотой 50 Гц.

У2.5.3. Предположим, что разработчик цифрового вольтметра с четырехзначной десятичной индикацией и частотой преобразований 25 Гц решил для подавления помех установить во входной цепи прибора сглаживающий RC-фильтр *первого порядка*. Ответьте на вопрос: каким будет время установления показаний, если потребовать, чтобы помеха сетевой частоты подавлялась всего на 40 дБ?

У2.5.4. В цифровом приборе В7-34, работающем по принципу двухтактного интегрирования, время интегрирования входного напряжения равно 60 мс и жестко фиксировано; подстройка под частоту сети отсутствует. Рассчитайте минимальное значение коэффициента подавления помехи, имеющей частоту сети, если эта частота указана в техническом описании как $(50 \pm 0,5)$ Гц.

У2.5.5. В техническом описании *шестнадцатиразрядной* микросхемы ЦАП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией AD420 указано, что время установления до 0,1 % составляет не более 3 мс (*миллисекунд!*). Ответьте на вопрос: сколько разрядов входной кодовой комбинации будет за это время достоверно обработано?

У2.5.6. Микросхема восьмиканального АЦП (или, правильнее, подсистемы сбора данных) AD7891 содержит мультиплексор, УВХ, встроенный источник опорного напряжения, тактовый генератор, и рекламируется как имеющая время преобразования 2,0 мкс на канал и пропускную способность 500 килвыборок в секунду при выдаче данных через параллельный интерфейс или 357 килвыборок в секунду при выдаче через последовательный интерфейс. Ответьте на вопрос: при использовании всех восьми каналов какую наибольшую частоту входных сигналов можно допустить, если руководствоваться «критерием П.В.Новицкого» (см. раздел 2.4.2) и требовать, чтобы на периоде сигнала было не менее 22,2 выборок?

У2.5.7. Микросхема шестнадцатиразрядного АЦП с $\Sigma\Delta$ -модулятором AD7715 имеет, в зависимости от частоты внешних тактовых импульсов и от записываемой во внутренний регистр кодовой комбинации, частоту обновления выходных кодовых комбинаций от 20 Гц до 500 Гц и соответственно полосу пропускания входного сигнала *на уровне минус 3 дБ* от 5,24 Гц до 131 Гц (внутренний цифровой фильтр имеет характеристику вида sinc^3). При выборе максимальных частот обновления кодов эффективное разрешение падает до 10 битов. Приведите примеры измерительных задач, для которых такие динамические параметры оказываются удовлетворительными.

У2.5.8. Микросхема двенадцатиразрядного АЦП с $\Sigma\Delta$ -модулятором AD7721 имеет частоту обновления кодов 468,75 кГц; полоса пропускания входного сигнала, указанная как полоса, в которой неравномерность амплитудно-частотной характеристики *не превышает $\pm 0,05$ дБ*, составляет 210 кГц. В этой полосе отношение сигнала к шуму и искажениям составляет 70 дБ. Рассчитайте эффективную разрядность этого АЦП.

Примечание к У2.5.7 и У2.5.8. Сравнивая данные этих двух примеров, обратим внимание на следующие обстоятельства:

1. АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляторами могут иметь очень различающиеся (в данном случае примерно на три порядка!) динамические характеристики.

2. Одна и та же фирма (Analog Devices) может совершенно по-разному указывать параметры своих изделий, и вот пример: для AD7715 полоса пропускания указана на уровне минус 3 дБ, что соответствует уменьшению чувствительности *до 0,707 от номинальной*, а для AD7721 указана полоса, в которой неравномерность чувствительности составляет всего $\pm 0,05$ дБ, что соответствует около $\pm 0,6$ %

У2.5.9. Предположим, что цифровой вольтметр с коэффициентом подавления поперечной сетевой помехи 80 дБ находится под действием аддитивной поперечной помехи, имеющей частоту сети и амплитуду 2 В. Ответьте на вопрос: какими будут статистические характеристики погрешности, вызванной помехой, при двух вариантах организации запуска преобразования в вольтметре:

а) сигнал запуска поступает от внутреннего источника (*хронизатора*), не синхронизированного с сетью;

б) сигнал запуска получается от формирователя, на вход которого подается напряжение от одной из обмоток силового трансформатора.

У2.5.10. В техническом описании микросхемы двенадцатиразрядного ЦАП AD667 со встроенным выходным операционным усилителем указаны типичные значения времени установления выходного сигнала до $\pm 0,01$ % полного диапазона в трех вариантах: для максимального скачка входного кода при схеме включения, обеспечивающей размах выходного сигнала 20 В (3 мкс), для того же скачка при схеме включения с размахом выходного сигнала 10 В (2 мкс), и для скачка на единицу младшего разряда (1 мкс). Объясните, зачем дан третий вариант и почему для него значение времени установления так мало отличается от значений того же времени для больших скачков.

Литература к разделу 2.5.

По вопросам аналоговой и цифровой фильтрации имеется необозримая литература. Основные необходимые сведения можно получить из книги: Гутников В.С. *Фильтрация измерительных сигналов*. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 192 с.

Из учебных пособий по данному курсу наиболее подробное изложение вопросов помехоустойчивости цифровых вольтметров содержит книга: Кончаловский В.Ю. *Цифровые измерительные устройства: Учебное пособие для вузов*. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 304 с.

По интегрирующим АЦП и цифровым вольтметрам отечественными авторами издано несколько книг. Из них можно рекомендовать оригинальную работу: Шахов Э.К., Михотин В.Д. *Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения*. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с., отражающую основные идеи и достижения пензенской научной школы в этой области.

Статьи по вопросам выбора весовых функций для подавления помех (включая обстоятельные обзоры в сборнике «Измерение. Контроль. Автоматизация») опубликовали также И.М.Вишенчук, В.С.Гутников, М.К.Чмых и другие авторы.

Напомним, что динамические (и статические) характеристики АЦП как изделий приборостроительной промышленности рассмотрены с метрологических позиций в книге львовян: Брагин А.А., Семенюк А.Л. *Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов*. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 164 с., на которую уже была сделана ссылка в разделе 2.3. Более коротко перечень статических и динамических параметров микросхем АЦП и ЦАП изложен в книге: *Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров* / Под ред. А.-Й.К.Марцинкявичюса и Э.-А.К.Багданскиса. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с. (в этой работе для случайной составляющей погрешности датирования использован термин *апертурная неопределенность*).

Характеристики микросхем фильтров фирмы MAXIM и рекомендации по их выбору (*Application note AN-6: Choose the right lowpass filter*) можно найти в каталоге фирмы: *1992 new releases data book*.

2.6. Первичная цифровая обработка данных в канале аналого-цифрового преобразования

2.6.1. Основные операции первичной обработки

Первичная обработка данных, получаемых от АЦП, может выполняться как в измерительных каналах, реализуемых в виде автономных цифровых приборов, так и в каналах, входящих в измерительные системы. Последний вариант является более общим, и далее будет предполагаться, что микроконтроллер, выполняющий первичную обработку, служит устройством нижнего иерархического уровня в системе, имеющей по крайней мере один компьютер верхнего уровня, и включен в информационную сеть, в которую должен передавать обработанные данные.

Операции первичной цифровой обработки очень разнородны. Для наведения хоть какого-то порядка в этой области разобьем их на три нечетко разграниченные группы: к первой отнесем операции, придающие данным законченный вид (их назовем *завершающими*); ко второй – операции, выполняемые в интересах информационной сети (их назовем *сервисными*); к третьей – операции, способствующие повышению точности получаемых результатов (их назовем *метрологическими*). Только по некоторым из возможных операций будет уместно в этом пособии дать некоторые рекомендации; однако полезно раскрыть примерное содержание всех трех упомянутых групп.

К *завершающим* операциям можно отнести:

- приведение цифрового результата к общепринятым единицам для того, чтобы потребителю данных не требовались индивидуальные калибровочные коэффициенты канала;
- вычисления, свойственные косвенным измерениям (например, нахождение средней мощности по мгновенным значениям тока и напряжения – см. выше У2.4.7.);
- вычисления, выполняемые над массивом значений *одной* величины, – например, преобразование Фурье или нахождение статистических характеристик;
- добавление априорной информации о характеристиках и функциональных возможностях узлов канала, месте получения данных, их размерности, степени срочности сообщения и т. д.;
- датирование результатов с помощью дополнительных компонентов данных, в явном кодовом виде выражающих моменты измерений (операция не нужна, если эти моменты можно восстановить по номерам посылок);
- принятие решений о выходе данных за установленные границы, об аварийных ситуациях и т. д. и формирование соответствующих инициативных сообщений, посылаемых в сеть.

К *сервисным* операциям можно отнести:

- прореживание данных (детерминированное или адаптивное) с целью уменьшения времени занятости канала связи, по которому должны быть переданы данные;
- формирование и добавление защитных кодовых символов или комбинаций;
- добавление служебных символов, обеспечивающих необходимый формат данных;

- преобразование кода к виду, удобному для передачи по линии связи.

К основным *метрологическим* операциям можно отнести:

- цифровую линеаризацию характеристики измерительного канала в целом, от датчика до выхода АЦП;
- цифровую коррекцию систематических погрешностей, обусловленных дрейфами и влияющими факторами;
- цифровую фильтрацию с целью уменьшения случайных погрешностей, вызванных помехами и внутренними шумами канала;
- отбрасывание недостоверных отсчетов и восстановление пропущенных данных.

Отметим, во-первых, что часть перечисленных операций вносит некоторую вычислительную погрешность; другая часть может привести к росту погрешности восстановления непрерывного сигнала по дискретным выборкам, в частности, из-за увеличения объема передаваемых данных; некоторые операции (например, явное датирование) могут потребовать дополнительных измерений. Во-вторых, часть перечисленных операций может выполняться на верхнем уровне, и разделение их между уровнями, вообще говоря, зависит от разработчика. В-третьих, из приведенного перечня хорошо видна нечеткость классификации: линеаризация может сопровождаться приведением результатов к общепринятым единицам; инициативные сообщения можно рассматривать как некоторый сервис и т.д.

Ниже в разделах 2.6.2 – 2.6.4 будут кратко рассмотрены только три важнейшие метрологические операции: линеаризация, коррекция и фильтрация.

2.6.2. Линеаризация общей характеристики измерительного канала

Слово «линеаризация» опасно тем, что представители различных специальностей понимают его по-разному. Специалисты по управлению обычно придают ему смысл *мысленного* спрямления нелинейных характеристик реальных устройств с целью упрощения анализа поведения системы, в которую входят эти устройства. Специалисты по измерительной технике понимают линеаризацию как *реальную* операцию, обеспечивающую получение линейной (с заданной степенью точности) общей характеристики преобразования измерительного канала, в который входят звенья с нелинейными характеристиками.

Чаще всего таким звеном является датчик, с нелинейной характеристикой которого приходится мириться, ибо обеспечение непосредственно в датчике линейной зависимости выходного сигнала от измеряемой величины во многих случаях нецелесообразно ни с технических, ни с метрологических позиций.

Линеаризация, вообще говоря, выполнима на любой стадии преобразования: в аналоговой части канала, в специально спроектированном АЦП, а также средствами цифровой обработки данных. Аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, имеющие заданные нелинейные характеристики, называют *функциональными*; они требуют довольно сложной настройки, которую нужно повторять при каждом изменении характеристики датчика. По стабильности они, как правило, уступают линейным преобразователям.

Линеаризация на этапе цифровой обработки не ухудшает стабильности и, вообще говоря, при выполнении программными средствами (аппаратные возможности рассматривать не будем) проще перестраивается; в этих отношениях она предпочтительна.

Далее предполагаем, что линеаризация выполняется в контроллере над выходными кодовыми комбинациями АЦП, имеющих числовые значения $N_{\text{АЦП}}$; ее результатом должно быть получение кодовых комбинаций, значения которых $N_{\text{лин}}$ пропорциональны значениям измеряемой датчиком величины X . Подчеркнем, что для того, чтобы построить желаемую зависимость $N_{\text{лин}}$ от $N_{\text{АЦП}}$, вовсе не нужны сложные вычисления: достаточно *взять зависимость $N_{\text{АЦП}}$ от X , которая в любом случае должна быть известной, отложить по той же оси X желаемые значения $N_{\text{лин}}$ (это особенно просто сделать, если значения $N_{\text{лин}}$ должны выразить X в принятых физических единицах), и на полученном графике считать аргументом $N_{\text{АЦП}}$, а функцией $N_{\text{лин}}$.*

Сразу же отметим, что при нелинейной зависимости $N_{\text{АЦП}}$ от X число кодовых комбинаций $N_{\text{АЦП}}$ должно быть больше, чем число выходных комбинаций линеаризующей программы $N_{\text{лин}}$: несколько различных $N_{\text{АЦП}}$ могут отобразиться в одно и то же $N_{\text{лин}}$, а вот получить несколько разных $N_{\text{лин}}$ из одного $N_{\text{АЦП}}$ невозможно.

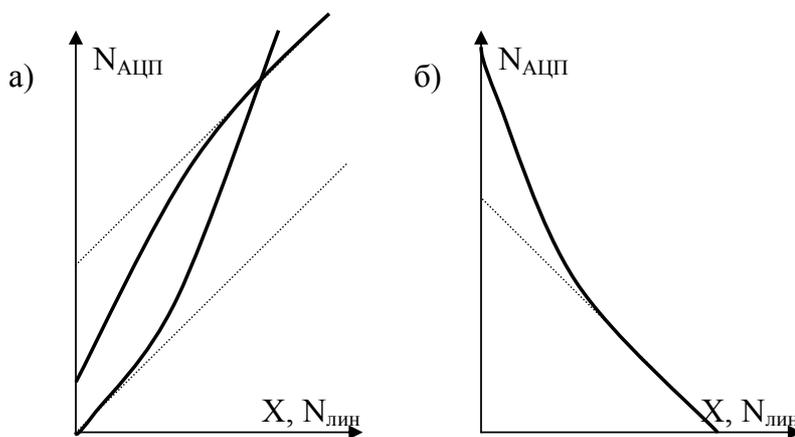


Рис. 2.32

На рис. 2.32 это положение иллюстрируется для трех различных видов характеристики датчика: двух монотонно растущих (рис. 2.32, а) и одной монотонно падающей (рис. 2.32, б). Во всех случаях, если масштаб N по обеим осям одинаков, характеристика не может нигде иметь наклона к оси абсцисс, меньшего, чем 45° , и диапазон изменения $N_{\text{АЦП}}$ неизбежно получается больше диапазона изменения $N_{\text{лин}}$, а это значит, что АЦП должен иметь запас по разрядности.

После получения желаемой зависимости $N_{\text{лин}}$ от $N_{\text{АЦП}}$, на следующей стадии проектирования цифровых программных средств линеаризации необходимо сделать выбор между *табличными* и *вычислительными* методами.

При табличной линеаризации либо *все* возможные кодовые комбинации АЦП служат адресами в таблице, из которой извлекаются линеаризованные данные $N_{\text{лин}}$, либо, если на характеристике имеются протяженные участки с одним и тем же выходом $N_{\text{лин}}$ для нескольких $N_{\text{АЦП}}$, адресами являются только

границы таких участков. В последнем случае программа линеаризации должна искать, на какой участок попала комбинация $N_{АЦП}$.

Достоинства табличной линеаризации – крайняя простота и возможность одновременно выполнить преобразование кода, например, по двоичному $N_{АЦП}$ сформировать $N_{лин}$ в ASCII (см. выше раздел 2.2.5), в готовом для индикации и пересылки виде. Очевидным недостатком является большой объем требуемой памяти, особенно при высоких требованиях к разрешающей способности канала (числу различимых градаций величины X).

Для «чисто вычислительной» линеаризации в каждом конкретном случае должна быть найдена формула, описывающая зависимость $N_{лин}$ от $N_{АЦП}$ во всем диапазоне измеряемых величин. В случаях слабой нелинейности, свойственной, например, термопарам, в качестве такой формулы может быть выбран полином невысокого порядка.

При сильной нелинейности положение усложняется. Например, некоторые датчики по принципу своего действия описываются дробно-линейной функцией вида $(a + bx)/(1 + cx)$; однако, если в контроллере не предусмотрено аппаратное деление, желательно избегать этой операции. Кроме того, *в большинстве случаев реальные характеристики датчиков только приближенно соответствуют расчетным*, и построить с требуемой точностью единую простую формулу для всей характеристики не удастся.

Более универсальной оказывается *кусочная* линеаризация, при которой требуемая зависимость $N_{лин}$ от $N_{АЦП}$ разбивается на участки, и на всех участках описывается одной и той же простой формулой, но со своими коэффициентами для каждого участка. Этот способ линеаризации по существу является промежуточным между табличным и «чисто вычислительным», так как границы участков и значения коэффициентов представляются в табличном виде, а в пределах участка выполняется вычислительная интерполяция. Наиболее проста линеаризация с использованием *кусочно-линейной аппроксимации* желаемой зависимости. Более сложные методы вычислительной интерполяции уменьшают объем таблицы, но усложняют алгоритм вычислений; разработчик должен найти приемлемый компромисс.

Дальнейшие этапы проектирования целиком зависят от конкретной решаемой задачи. В некоторых случаях может быть успешно использована комбинированная линеаризация, при которой основная часть нелинейности характеристики датчика (например, приближенно описываемой дробно-линейной функцией) исправляется в аналоговой части канала или в несложном функциональном АЦП, а на долю цифровой линеаризации остается коррекция небольшой оставшейся части. В этом отношении определенный интерес представляют АЦП, позволяющие в больших пределах изменять свое опорное напряжение U_{REF} . Обычно числовое значение результата АЦ преобразования может быть выражено формулой: $N = \pm N_0 U_x / U_{REF}$, где N_0 – некоторая константа, а U_x – входное напряжение АЦП. Нетрудно аналоговым способом получить как U_x , так и U_{REF} в виде двух линейных комбинаций напряжения датчика $U_{датч}$ и стабильного напряжения U_0 ; тогда характеристика преобразования $U_{датч}$ в N будет дробно-линейной, и это можно использовать для приближенной линеаризации во многих встречающихся на практике случаях.

Важным вопросом при организации первичной цифровой обработки оказывается *последовательность выполняемых операций*, в частности, очередность выполнения линеаризации и цифровой фильтрации. Последняя

обычно выполняется проще, чем линейаризация, особенно если она сводится к усреднению нескольких отсчетов (иногда усредняются *все* отсчеты одного эксперимента, –например, при измерении средней силы сопротивления движению модели судна при ее испытании в опытовом бассейне). Поэтому у разработчика измерительной аппаратуры возникает естественное желание сначала усреднить необходимое число отсчетов, а затем один раз выполнить более сложную операцию линейаризации. Но при наличии на входе нелинейного датчика аддитивной помехи (например, вызванной волнами в бассейне) этот порядок выполнения операций приводит к тому, что в окончательный результат вносится систематическая погрешность, не поддающаяся простой коррекции.

Механизм возникновения этой погрешности можно назвать «выпрямлением помехи». Поясним его на простом примере, когда канал, от датчика до АЦП включительно, имеет параболическую характеристику:

$$N_{\text{АЦП}} = ax + bx^2.$$

Пусть мгновенный входной сигнал датчика описывается выражением $x(t) = x_s + x_n(t)$ где x_s – постоянная во времени полезная составляющая сигнала, а $x_n(t)$ – периодическая или случайная помеха с нулевым средним значением. Математическое ожидание усредненного отсчета запишется как

$$\overline{N_{\text{АЦП}}} = ax_s + a\overline{x_n} + bx_s^2 + 2bx_s\overline{x_n} + bD(x_n),$$

где черта сверху обозначает математическое ожидание, равное нулю для помехи, а $D(x_n)$ – математическое ожидание квадрата помехи, то есть ее дисперсия или, для периодической помехи, квадрат действующего значения. Оставляя только члены, не равные нулю, получаем:

$$\overline{N_{\text{АЦП}}} = ax_s + bx_s^2 + bD(x_n)$$

откуда видно, что к полезному результату $ax_s + bx_s^2$ добавилась систематическая погрешность, пропорциональная дисперсии (или квадрату действующего значения) помехи. Параметры последней, как правило, точно не известны. Эта погрешность, несколько трансформировавшись, останется и после линейаризации.

В подобных случаях рекомендуется вначале выполнять линейаризацию *каждого отсчета*, а затем уже усреднение или в общем случае фильтрацию.

Иначе обстоит дело в случае, когда помеха (например, электрическая наводка) вносится на участке канала *после* нелинейного датчика. В этом случае порядок операций должен быть другим: сначала фильтрация, а затем линейаризация.

А.А.Фомин, исследовавший в своей кандидатской диссертации вопрос о последовательности операций с общих позиций, пришел к следующей рекомендации: *порядок программных операций, имеющих целью уменьшение погрешностей, должен быть обратным тому порядку, в котором источники этих погрешностей располагаются в канале*. Другими словами, погрешность, появившаяся последней по пути прохождения сигнала, должна быть «обслужена» первой.

2.6.3. Цифровая коррекция погрешностей, обусловленных дрейфами и влияющими факторами

Известны два различных подхода к коррекции медленно меняющихся погрешностей от дрейфа различных узлов канала и изменения условий его работы. Один из них, не вдаваясь в детали классификации, можно назвать методом образцовых сигналов, другой – методом вспомогательных измерений.

Метод образцовых сигналов в исходном виде требует, чтобы для проведения коррекции входной сигнал канала был отключен и последовательно заменен на ряд образцовых сигналов. В простейшем случае линейной характеристики канала требуется два образцовых сигнала – один с нулевым значением информативного параметра для коррекции аддитивного смещения характеристики преобразования канала, и другой, информативный параметр которого близок к верхнему значению диапазона преобразования. По результатам преобразования этих двух сигналов вычисляются калибровочные коэффициенты, используемые затем при обработке получаемых от АЦП данных. Обработанные данные при правильной организации вычислений будут содержать только небольшую долю первоначальных аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности, обусловленных *всеми звеньями* канала.

Описанные операции без особых трудностей выполняются, когда информативным параметром сигнала является напряжение. В некоторых современных микросхемах АЦП предусматриваются два (собственно говоря, даже три) режима калибровки. При *самокалибровке* микросхема подает образцовые сигналы *на собственный вход* и сама последовательно выполняет все необходимые операции для калибровки сначала нуля, затем чувствительности. При *системной калибровке* пользователь должен обеспечить подключение *на вход всего канала* необходимых для калибровки напряжений, а вычисления калибровочных коэффициентов делает по его командам микросхема АЦП, причем операции выполняются раздельно сначала для нуля, потом для чувствительности.

Не при всякой измеряемой величине удастся простыми средствами отключить входной сигнал и подать образцовый (представим себе хотя бы акселерометр, установленный на ракете). Для таких ситуаций разработаны остроумные методы коррекции, использующие воздействия на канал без отключения сигнала. Например, для канала измерения температуры предлагалось коротким калиброванным импульсом тока сообщить датчику заданное приращение температуры и определить чувствительность канала. В другом варианте в датчик температуры предлагалось поместить вещество с известной температурой фазового перехода, и для калибровки нагревать датчик током до обнаружения фазового перехода, определяя соответствие его выходного сигнала температуре этого перехода. Но в любом случае для коррекции приходится нарушать нормальную работу канала.

Следует также иметь в виду, что при наличии у канала больших *случайных* составляющих погрешности непродуманные попытки коррекции *систематических* составляющих по образцовым сигналам могут привести даже к ухудшению точности. Ведь по отсчетам образцовых сигналов, содержащим случайные погрешности, будут рассчитаны коэффициенты, которые затем примут участие в обработке всех данных. В таких ситуациях приходится затрачивать на калибровку дополнительное время, чтобы калибровочные

коэффициенты рассчитывались не по мгновенным, а по усредненным отсчетам образцовых сигналов.

Метод вспомогательных измерений требует знания коэффициентов влияния различных факторов на результат измерения. Измерив величины, характеризующие эти факторы, вносят в кодированный результат соответствующие поправки. Коррекция по этому методу меньше вмешивается в работу основного измерительного канала, но, естественно, не позволяет полностью учесть влияние всех источников систематических составляющих погрешности.

Особым влияющим фактором является напряжение питания, которому во многих случаях пропорционален выходной сигнал датчика – типичными примерами являются датчики силы и давления с тензометрическими мостами, питаемыми постоянным напряжением. Для коррекции мультипликативной погрешности, вызванной изменениями напряжения питания датчика, не нужно обращаться к методу вспомогательных измерений; достаточно воспользоваться свойственным многим микросхемам АЦП соотношением для числового значения выходной кодовой комбинации $N = \pm N_0 U_x / U_{REF}$ (см. выше раздел 2.6.2), и подать на АЦП опорное напряжение U_{REF} от того же источника, который питает датчик. Изменения напряжения питания вызовут одинаковые относительные изменения U_x и U_{REF} , и результат преобразования останется прежним. Такой режим, в котором по существу в код преобразуется *отношение напряжений*, в отечественной литературе называют *логометрическим*, в англоязычной используют термин *ratiometric mode*.

2.6.4. Цифровая фильтрация как средство уменьшения случайных погрешностей

Цифровая фильтрация результатов АЦ преобразования дополняет аналоговую фильтрацию, выполняемую до преобразования: она не может устранить наложенный спектр, но зато уменьшает случайные составляющие погрешности, обусловленные не только входными помехами, но и шумами, вносимыми узлами самого канала, включая АЦП. Вообще говоря, цифровая фильтрация может уменьшить и шум, вносимый квантованием в АЦП.

Общие рекомендации здесь, как и по вопросу выбора аналогового фильтра, давать трудно, тем более, что методы расчета фильтров выходят за рамки курса. Поэтому придется ограничиться частными случаями.

Одним из наиболее простых способов фильтрации является усреднение (или просто суммирование – различие между ними только в постоянном коэффициенте) нескольких последовательных отсчетов. Такой фильтр можно рассматривать как дискретный аналог фильтра с прямоугольной весовой функцией (прямоугольным окном) и соответственно амплитудно-частотной характеристикой вида *sinc*. Возможны различные варианты реализации такого фильтра. Предположим, что для фильтрации необходимо суммировать n_f отсчетов. Если пропускная способность АЦП более, чем в n_f раз выше требуемой частоты выдачи кодовых результатов, может использоваться *скачущее окно*: после суммирования n_f отсчетов и выдачи результата новое суммирование начинается с нуля. Другим вариантом является *скользящее окно*: при появлении нового отсчета он добавляется к сумме, а отсчет с номером, меньшим на n_f , исключается из суммы. В варианте скользящего окна частота выдачи результатов совпадает с пропускной способностью АЦП.

Общий случай фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтра) отличается тем, что после получения нового отсчета каждый из последних n_Φ отсчетов перед суммированием умножается на определенный коэффициент. Для выполнения этих операций особенно удобны *сигнальные процессоры*, в которых аппаратное умножение и суммирование выполняются одновременно.

Довольно простой способ фильтрации для устранения периодической помехи, не содержащей четных гармоник, заключается в усреднении или суммировании двух отсчетов, полученных со сдвигом во времени *на полупериод* (или в общем случае нечетное число полупериодов) помехи. Для элементарного расчета частотной характеристики такого фильтра можно напряжение на входе канала представить как $U_m \sin(2\pi t/T + \varphi)$, где T – произвольный период сигнала. Сумма двух отсчетов, взятых со сдвигом во времени на $T_n/2$, где T_n – период помехи, выразится, в соответствии с формулой

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin[(\alpha + \beta)/2] \cos[(\alpha - \beta)/2],$$

следующим образом:

$$\begin{aligned} & U_m \sin[2\pi t/T + \varphi] + U_m \sin[2\pi(t - T_n/2)/T + \varphi] = \\ & = 2U_m \sin[2\pi(t - T_n/4)/T + \varphi] \cos[\pi T_n/2T]. \end{aligned}$$

В полученном результате первый сомножитель после коэффициента 2 представляет собой исходный сигнал, задержанный на $T_n/4$; второй сомножитель $\cos[\pi T_n/2T]$ есть не что иное, как амплитудно-частотная характеристика фильтра. Видно, что эта характеристика имеет нули на тех частотах $f = 1/T$, где аргумент косинуса равен $\pi/2$; $3\pi/2$; $5\pi/2$ и т.д. Таким образом, подавляются помехи с частотами $1/T_n$; $3/T_n$; $5/T_n$ и т.д. Для того, чтобы реализовать такую фильтрацию, не требуется измерения периода помехи; достаточно запускать АЦП от компаратора, выявляющего переходы помехи через нуль (опять-таки при условии, что она не содержит четных гармоник, нарушающих симметрию полупериодов). Отметим, что весовая функция 1-2-1, упомянутая выше в разделе 2.5.1, по сути дела характеризует сочетание только что рассмотренного фильтра с фильтром, эквивалентным простому интегрирующему АЦП.

Особым видом фильтрации, реализуемой при первичной цифровой обработке данных, является *синхронное накопление*. Обычно его рассматривают как способ выделения слабого периодического сигнала из намного более сильного шума, некоррелированного с сигналом. Однако в более общем случае выделяемый *ограниченный во времени* сигнал может быть и не периодическим. Необходимо только, чтобы он, во-первых, повторялся в неизменном виде, пусть даже через нерегулярные промежутки времени, и во-вторых, позволял фиксировать начало каждой реализации. Одной из ситуаций, когда эти условия выполняются и возможно использовать синхронное накопление, является исследование некоторого технического или биологического объекта с помощью импульсного стимулирующего воздействия. Периодически или неперидически повторяя стимул, получаем «привязанные» к нему реализации реакции объекта, которые можно подвергать АЦ преобразованию и результаты накапливать.

Последовательность операций по реализации синхронного накопления в этом случае выглядит следующим образом. Одновременно с формированием очередного стимула (или непосредственно после его окончания) выполняется определенное число n_d запусков АЦП (серия запусков) с интервалом дискретизации T_d . Произведение $n_d T_d = T_a$ (в биологических экспериментах его

называют «эпохой анализа») есть длительность реакции, интересующей исследователя. В памяти накопительного устройства выделяется массив из n_d ячеек, в которые исходно заносятся нули, а в ходе очередной серии запусков АЦП каждый j -й результат преобразования суммируется с содержимым соответствующей j -й ячейки массива.

Если многократно повторять стимул и связанную с ним серию запусков АЦП, то в процессе суммирования результатов АЦ преобразования сумма повторяющихся вкладов полезной составляющей сигнала (исследуемой реакции) будет нарастать по приблизительно линейному закону, а сумма вкладов некоррелированной случайной помехи – по закону «корня из числа накопленных реализаций»; в итоге накопленный полезный сигнал будет преобладать над накопленной помехой. Таким способом удастся выделять сигналы субмикровольтового диапазона на фоне помех в несколько десятков микровольт.

Упражнения к разделу 2.6.

У2.6.1. Характеристика датчика электромагнитного толщиномера неферромагнитных покрытий напоминает гиперболу. Предположим, что ее можно приближенно описать функцией $u(\delta) = U_0\delta_0/(\delta + \delta_0)$, где $u(\delta)$ – выходное напряжение датчика, δ – измеряемая толщина; U_0 и δ_0 – некоторые константы, причем измеряемая толщина может изменяться в пределах от нуля до $9\delta_0$. Постройте график функции $u(\delta)$. Рассчитайте необходимую разрядность n АЦП, преобразующего напряжение $u(\delta)$ в код, если после цифровой линеаризации должен быть обеспечен отсчет не менее, чем 1000 градаций измеряемой толщины δ .

У2.6.2. Пусть характеристика датчика выражается дробно-линейной функцией вида $U_{\text{датч}} = (a + bx)/(1 + cx)$; характеристика АЦП $N = N_0U_x/U_{\text{REF}}$ позволяет использовать его в логометрическом режиме. Напряжение имеющегося опорного источника составляет U_0 . Формируя напряжения U_x и U_{REF} как линейные комбинации напряжений $U_{\text{датч}}$ и U_0 , можно подобрать коэффициенты этих линейных комбинаций таким образом, чтобы кодовый отсчет N соответствовал значениям x в принятых для этой величины единицах (это можно выразить как $N \sim x$). Выведите формулы для расчета этих коэффициентов через константы a , b , c , N_0 , U_0 . Ответьте на вопросы:

- каков физический смысл и каковы размерности коэффициентов a и b ;
- какие дополнительные ограничения Вы бы наложили, чтобы коэффициенты линейных комбинаций определялись однозначно (то, что решение неоднозначно, видно из приведенной выше формулы для N)?

У2.6.3. Пусть в условиях предыдущей задачи величина x есть линейное перемещение с диапазоном изменения 0 ... 4 мм; коэффициенты дробно-линейной функции равны $a = 0$; $b = 5$ В/мм, $c = 0,25$ 1/мм, разрядность АЦП $n = 12$ и соответственно константа $N_0 = 4096$, номинальный диапазон изменения входного напряжения АЦП составляет 0 ... 2,5 В при напряжении $U_{\text{REF}} = 2,5$ В (допускаются меньшие значения U_{REF}); напряжение опорного источника равно $U_0 = 5$ В. Требуется, чтобы отсчет, получаемый от АЦП, соответствовал перемещению, выраженному в микрометрах: $q \sim 1$ мкм. Постройте график функции $U_{\text{датч}}(x)$. Составьте упрощенную принципиальную схему сопряжения

датчика с АЦП на операционных усилителях, формирующих линейные комбинации, рассмотренные в предыдущей задаче; укажите номиналы резисторов суммирующих цепей.

У2.6.4. В книге В.С.Гутникова, рекомендованной выше в перечне литературы к разделу 2.2, на с. 260 помещен рисунок (под номером 10.4, б), на котором изображено подключение неравновесной мостовой цепи к микросхеме АЦП КР572ПВ2, обеспечивающее логотрический режим преобразования. На этой схеме мост питается от того же источника, что и АЦП, выходная диагональ моста прямо соединена с аналоговым входом микросхемы АЦП, а опорное напряжение АЦП получается с делителя напряжения того же общего источника питания. Этот делитель выполнен на трех последовательно включенных резисторах, и опорное напряжение U_{REF} получается как падение на среднем из них. При этом к микросхеме АЦП, помимо требования возможности работы в логотрическом режиме, предъявляются специфические требования к свойствам цепей аналогового входа и входа опорного напряжения. Ответьте на вопрос: что это за специфические требования?

У2.6.5. Пусть характеристика датчика выражается параболической функцией $U_{датч} = ax + bx^2$, причем приведенная к диапазону преобразования нелинейность этой характеристики по конечным точкам составляет 5 %. На полезный постоянный входной сигнал датчика наложена гармоническая помеха, амплитуда которой составляет 24 % от диапазона (подразумевается, что датчик допускает перегрузку суммой преобразуемой величины и помехи с сохранением вида характеристики). Выходной сигнал датчика подается на АЦП, а результаты преобразования обрабатываются микроконтроллером, выполняющим усреднение большого массива кодовых результатов (содержащего несколько периодов помехи) и линеаризацию общей характеристики измерительного канала. Найдите математическое ожидание погрешности, вызванной помехой, если программист нарушил правило выбора последовательности операций, и микроконтроллер сначала выполняет усреднение, а потом производит линеаризацию полученного результата.

У2.6.6. Повторите расчеты предыдущей задачи для случая, когда нелинейность характеристики датчика составляет 20 %.

У2.6.7. Результаты преобразования двенадцатиразрядного АЦП вводятся в восьмиразрядный микроконтроллер с двухбайтной арифметикой. Для фильтрации помех выполняется *суммирование* нескольких отсчетов; (отметим, что при этом из-за наличия случайной помехи еще и уменьшается влияние погрешности квантования). Ответьте на вопрос: сколько отсчетов можно суммировать, не опасаясь переполнения разрядной сетки микроконтроллера?

У2.6.8. Предположим, что в системе «сбора данных» с восьмиканальным мультиплексором, усилителем и АЦП реально обрабатываются шесть входных сигналов. Добавьте в структуру этой системы узлы, позволяющие корректировать систематические аддитивные и мультипликативные составляющие погрешности измерительных каналов по методу образцовых сигналов. Выведите формулы для обработки получаемых от АЦП сигналов с учетом калибровочных коэффициентов, если мультипликативные погрешности

усилителя и АЦП имеют право лежать в пределах $\pm 5\%$, а приведенные аддитивные – в пределах $\pm 2\%$. Ответьте на вопрос: как повлияют на точность коррекции метрологические характеристики мультиплексора?

У2.6.9. Одним из способов диагностирования состояния слуховой системы человека является анализ так называемых коротколатентных слуховых вызванных потенциалов (КСВП) – электрической реакции слухового анализатора на акустический стимул в виде короткого щелчка, длящейся около 10 мс. Напряжение КСВП, снимаемое с определенных точек кожи головы испытуемого, имеет порядок 0,3 мкВ; одновременно приемные электроды воспринимают напряжение энцефалограммы, имеющее случайный характер; предположим, что его среднеквадратичное значение составляет 12 мкВ. Оцените отношение сигнал/шум после синхронного накопления 2000 реализаций.

Литература к разделу 2.6.

Многие из операций первичной цифровой обработки, названные в разделе 2.6.1 *завершающими*, сравнительно недавно стали входить в обиход, и требования к ним следует искать в журнальных статьях и фирменных материалах, касающихся протоколов обмена информацией в промышленных информационных сетях (например, CANopen). *Сервисные* операции можно найти, кроме того, в литературе по интерфейсам, в частности, в справочниках, рекомендованных в разделе 2.2.

По *метрологическим* операциям первичной цифровой обработки обобщающей учебной литературы, по-видимому, нет; ниже приведены некоторые источники по частным вопросам.

Вопросы реализации *нелинейных преобразований* информации аналоговыми, аналого-цифровыми и цифровыми средствами (с позиций вычислительной техники) рассмотрены в книге: Смолов В.Б. *Функциональные преобразователи информации*. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 248 с. Некоторые интересные идеи, относящиеся к коррекции нелинейности аналого-цифровых устройств, можно найти в книге: Грушевицкий Р.И., Мурсаев А.Х., Смолов В.Б. *Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем*. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 160 с.

Оцениванию нелинейности характеристик датчиков посвящен написанный В.И.Сергеевым (ЦНИИ им. А.Н.Крылова) раздел 2.2 книги: Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. *Цифровые приборы с частотными датчиками*. – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.

Краткий обзор методов нелинейного преобразования аналоговых измерительных сигналов приведен в разделе 6.8 учебника: П.П.Орнатский. *Теоретические основы информационно-измерительной техники*. – 2-е изд. – Киев: Вища школа, 1983. – 455 с.

По *коррекции* систематических составляющих погрешности средств измерений имеется много работ М.А.Земельмана, К.Л.Куликовского, Ю.М.Туза и других авторов. Краткий обзор этой области дан в разделе 8.8 только что упомянутого учебника П.П.Орнатского.

По вопросам цифровой *фильтрации* рекомендуется обратиться к книге В.С.Гутникова (см. литературу к разделу 2.5).

Заключение

Усвоение теоретических основ цифровой измерительной техники должно дать основу для последующего изучения методов и средств аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования различных физических величин в рамках того же курса «Цифровые измерительные устройства». В последующих разделах курса предполагается рассмотреть методы и средства:

- датирования событий;
- преобразования код \rightarrow интервал времени и интервал времени \rightarrow код;
- преобразования код \rightarrow частота и частота \rightarrow код;
- преобразования код \rightarrow угол сдвига фаз и угол сдвига фаз \rightarrow код;
- преобразования положение \rightarrow код и перемещение \rightarrow код;
- преобразования код \rightarrow ток и код \rightarrow напряжение с помощью переключаемых источников взвешенных токов;
- преобразования код \rightarrow напряжение с помощью кодоуправляемых резистивных делителей тока и напряжения;
- преобразования код \rightarrow напряжение и код \rightarrow ток с помощью импульсных делителей напряжения и тока;
- преобразования напряжение \rightarrow код по алгоритмам параллельного и параллельно-последовательного кодирования;
- преобразования напряжение \rightarrow код по алгоритмам последовательных приближений;
- преобразования напряжение \rightarrow код с помощью линейной развертки и по алгоритмам двухтактного интегрирования;
- преобразования напряжение \rightarrow частота \rightarrow код;
- преобразования напряжение \rightarrow код с помощью $\Sigma\Delta$ -модуляции;
- многоканального преобразования напряжение \rightarrow код.

Кроме того, могут представить интерес методы и средства преобразования сопротивление \rightarrow код, емкость \rightarrow код и т. д., а также вспомогательные узлы измерительных каналов. Все перечисленные вопросы целесообразно осветить с позиций методических особенностей, обеспеченности микросхемами, технических характеристик этих микросхем и их роли в измерительных каналах, а также применимости рассматриваемых методов в цифровых приборах.

Ответы, пояснения и указания к упражнениям

У1.1.1. «Отображение на» означает, что *все* возможные выходные кодовые комбинации (в том числе, например, комбинация, обозначающая перегрузку) должны иметь прообразы в виде отображаемых размеров величины.

У1.1.2. Пояснение: щитовые приборы проектируются для выполнения определенных ограниченных функций, поэтому они обычно менее универсальны, чем лабораторные приборы. Более конкретные различия сформулируйте сами.

Упражнение к разделу 1.2. В таблицах функция представлена в цифровой форме, допускающей произвольно высокую (всегда конечную) точность, но только для отдельных ее дискретных значений, между которыми бывает необходимо интерполировать. График функции – комбинированное представление: аналоговая кривая наглядно показывает весь ход функции, оцифрованные координаты дают «привязку» к числам. Формула – знаковое (кодовое) представление, сочетающее точность и в какой-то степени наглядность. Здесь есть о чем подумать самостоятельно.

У1.3.1. Один из вариантов решения:

- собрать мост, содержащий в одном из плеч образцовый резистор;
- подгоняя какое-либо из других плеч, уравновесить его;
- поставить на место образцового резистора самодельный и подогнать его так, чтобы мост вернулся к равновесию (получим второй резистор 1 Ом);
- повторить последнюю операцию многократно;
- подогнать два резистора так, чтобы их сопротивления были равны (равновесие моста не нарушалось бы при замене одного другим), а их последовательное включение было эквивалентно исходному образцовому резистору 1 Ом.

Выполнение описанного алгоритма подразумевает необходимость изготовления 98 резисторов с сопротивлением 1 Ом (вместе с исходным их будет 99) и двух резисторов по 0,5 Ом. Можно уменьшить число изготавливаемых резисторов, например, имея 9 резисторов с сопротивлением 1 Ом и два резистора по 0,5 Ом, изготовить последовательно 9 резисторов с сопротивлением 10 Ом. Можно наращивать номиналы изготавливаемых резисторов и по какому-либо иному, например, двоичному закону.

У1.3.2. Эмпирическая система с отношениями – система примыкающих интервалов; числовая система с отношениями – система чисел (дат), получаемая при «отсчитывании»; функция – связь каждого интервала с датой его конца, обеспечиваемая процессом счета.

У1.3.3. Часы не измеряют время; они *воспроизводят шкалу времени*. Измеряет время по обыкновенным часам (датирует какое-либо событие) человек, «засаекающий» показания часов. Говоря строго, он выполняет при этом сравнение события со шкалой времени; выявляемым отношением является одновременность. С помощью часов можно измерять и длительность интервала времени между двумя событиями как разность их дат, при этом выполняются два сравнения.

Упражнение к разделу 1.4. Указание: необходимо для структуры с каждым из рассматриваемых ключей составить по две схемы замещения – одну для $\alpha = 0$ и другую для $\alpha = 1$.

У1.5.1. $I_1 = 51/(2^8 - 1) = 51/255 = 0,2$ мА. Ток каждого следующего разряда вдвое больше; $I_8 = 25,6$ мА. Нагрузка ЦАП двумя согласующими резисторами имеет сопротивление $50/2 = 25$ Ом; выходное напряжение $51 \cdot 25 = 1275$ мВ, или 1,275 В. Обратим внимание на то, что диапазон токов разрядов в этой простейшей структуре превышает два десятичных порядка.

У1.5.2. Последовательно находя, слева направо по схеме рис. 1.11, сопротивления последовательно и параллельно соединенных участков цепи (в предположении, что источники тока имеют бесконечно большое сопротивление), находим, что сопротивление *слева* от крайнего правого узла составляет $2R$. Сопротивление *снизу* от того же узла – это сопротивление правого «вертикального» резистора R . Выходное сопротивление всей микросхемы есть параллельное соединение этих двух сопротивлений, которое при $R \approx 120$ Ом составляет $2R/3 \approx 80$ Ом.

Для ответа на вопрос об исключении правого «вертикального» резистора следует представить всю остальную часть структуры *эквивалентным генератором*. Его выходное сопротивление, как уже было сказано, составляет $2R$. До исключения «вертикального» резистора R последний образует с эквивалентным резистором $2R$ делитель напряжения с коэффициентом передачи $1/3$. Исключение «вертикального» резистора R делает коэффициент передачи равным 1, *не нарушая линейности зависимости* U_{OUT} этой микросхемы от N . Теперь несложно дать ответ на поставленный вопрос.

У1.5.3. Знаменатели должны соответствовать весам кода: R ; $R/2$; $R/4$; $R/2$; $R/10$; $R/20$; $R/40$; $R/20$ и т. д.

У1.5.4. Сопротивление кодоуправляемой проводимости можно записать как $R(N) = 1/(NG_1) = R_1/N$. Если сопротивления двух постоянных плеч моста обозначить R_A и R_B , то при включении кодоуправляемой проводимости в одно из двух плеч моста, *смежных* с R_X , условие равновесия моста (приблизительно обеспечиваемого изменением N), запишется как $R_A R(N) \approx_{\text{кв}} R_B R_X$; при включении кодоуправляемой проводимости в единственное *противолежащее* плечо то же условие будет выглядеть как $R_A R_B \approx_{\text{кв}} R(N) R_X$. Нужно выбрать из этих двух условий то, при котором N пропорционально R_X , учитывая, что, как было сказано выше, $R(N) = R_1/N$.

У1.5.5. Указание: необходимо найти сопротивление параллельного соединения *пяти* левых по схеме рис. 1.23 резисторов (проще *сложить их проводимости* и затем взять обратную величину), и полученное значение, которому соответствует суммарный вес 10, дополнить до сопротивления R двоичного разряда α_5 , вес которого составляет тоже 10.

У1.5.6. Пояснение: можно рассуждать разными способами; один из них такой: если в кодоуправляемом преобразователе напряжение \rightarrow ток включен *только* ключ *старшего разряда*, что соответствует $N = 2^{n-1}$, то напряжение на выходе

всего двоичного множительного ЦАП при $N_{\text{mod}} = 2^n$ должно быть ровно вдвое меньше входного.

У1.5.7. Разделите сами 25000000,000 Гц на $2^{32} = 4294967296$ (сначала проверьте, правильно ли автор пособия вычислил степень двойки!). Конечно, результат получится приближенный, но здесь важен порядок величины.

У1.5.8. Пояснение: если измерительный интервал частотомера равен $100 \text{ мс} = 0,1 \text{ с}$, то «цена» сосчитанного импульса (единицы младшей декады) составит обратную величину 10 Гц. Соответственно цена единицы следующей декады будет 100 Гц, и т. д.

У1.5.9. Один из способов рассуждения: подставить в уравнение АЦП двухтактного интегрирования $N_0 |U_X| \approx_{\text{кв}} N_{\text{OUT}} |U_{\text{REF}}|$ значения $N_0 = 10^4$; $N_{\text{OUT}} = 1$; $U_{\text{REF}} = 10 \text{ В}$, и найти соответствующее U_X .

У1.5.10. Комментарий: чтобы не иметь дело с такой низкой (какая, очевидно, получилась у Вас) частотой пульсаций, расщепляют импульсный делитель на два, каждый из которых выполняет преобразование в диапазоне изменения числового значения кодовой комбинации от 000 до 999 – на один из них подаются сигналы трех старших декад общего преобразуемого кода, а на другой сигналы трех младших декад. Часть элементов у этих делителей оказывается общей. Выходные сигналы импульсных делителей суммируются резистивной цепью с весами 1000:1. Частота пульсаций в такой структуре получается в 1000 раз больше рассчитанной Вами, и фильтрация облегчается.

У1.5.11. Комментарий: если у Вас получился ответ на второй вопрос (о длине участка дорожки 20-разрядного преобразователя) около 0,9 мкм, то сравните эту величину с длинами волн видимого света и подумайте, не будет ли уже при таких размерах участка проявляться дифракция света.

У1.5.12. Имея синусно-косинусные сигналы, легко с помощью двух компараторов преобразовать их в два сдвинутых меандра, а после этого поступить в соответствии с текстом раздела 1.5.5, относящимся к рис. 1.22.

У1.6.1. При взвешивании на рычажных весах роль двоичных переменных α_i играют состояния гирь: $\alpha_i = 0$, если i -я гиря не положена на чашку весов; $\alpha_i = 1$, если она положена на чашку. Роль весовых коэффициентов m_i , очевидно, играют значения масс гирь. На остальные вопросы ответьте сами.

У1.6.2. Указание: человеческое ухо воспринимает только переменную составляющую звукового давления; причем обнаруживает лишь разницу громкостей порядка одного или нескольких децибел. Вместе с тем ухо хорошо обнаруживает изменения спектрального состава звуков.

Упражнение к разделу 2.1. Квантуется и кодируется выходной сигнал ЦАП. Он образует шкалу, с которой сравнивается входной сигнал. .

У2.2.1. Очевидно, основная причина различия в требуемом числе сравнивающих устройств заключается в том, что электрические компараторы

выявляют логическое отношение порядка, а воспринимающие элементы преобразователя положения – отношение пространственного совпадения (нетрудно представить себе и устройство, выявляющее пространственный порядок).

У2.2.2. Веса разрядов единичного кода: **1; 1; 1; 1; 1**... Веса разрядов кода «один из **n**»: **1; 2; 3; 4; 5...n**. Остальные коды, перечисленные в данном упражнении – невзвешенные. Однопеременные коды из перечисленных – все, кроме кода «один из **n**». Из кодов, приведенных в табл. 2.1, непосредственно замыкается в кольцо код «один из **n**». Можно замкнуть в кольцо приведенную в таблице последовательность комбинаций кода «**k** ↔ **k + 1**», если добавить после комбинации 11000000 следующие комбинации: 11000001; 10000001; 10000011.

У2.2.3. Напомним что в данном пособии считается, что для младшего разряда **i = 1**, а для старшего **i = n**. При этом числовое значение двоичной кодовой комбинации

$$N = \sum_{i=1}^n 2^{i-1} \alpha_i.$$

Если же принять для младшего разряда **i = 0** (а для старшего соответственно **i = n - 1**), получим формулу:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} 2^i \alpha_i.$$

Наконец, если считать разряды, начиная со старшего, для которого принять **i = 1**, и приписать ему вес 2^{-1} , то кодовая комбинация расшифруется как правильная дробь

$$r = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \alpha_i.$$

У2.2.4. Указание: искомый пример приведен в табл. 2.3.

У2.2.5. Если *относительная* среднеквадратичная погрешность подгонки каждого тока равна σ , то для кода 8421 дисперсия суммарной погрешности ЦАП составит $(64 + 16 + 4 + 1)\sigma^2$, а для кода 2421 соответственно $(4 + 16 + 4 + 1)\sigma^2$. Теперь остается только вычислить среднеквадратичные значения суммарных погрешностей и найти их отношение.

У2.2.6. Веса полученного кода будут 5121: веса каждого из трех бывших старшими разрядов уменьшатся вдвое, так как перед ними не стало счетчика на 2; вес бывшего младшего разряда возрастет в 5 раз, так как перед ним появился счетчик на 5.

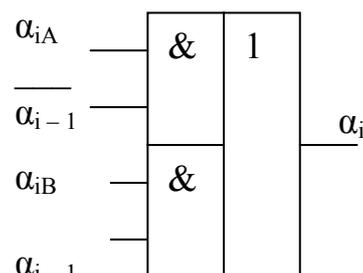
У2.2.7. Указание: формулировка задачи подсказывает, что решение неоднозначно. Для того, чтобы действовать не наобум, можно составить упорядоченную таблицу *всех* возможных четырехбитовых двоичных кодовых комбинаций *в лексикографическом порядке*, расшифровать их, пользуясь весами 5211, и далее вычеркнуть какие-либо шесть симметрично (относительно

середины) расположенных дублирующих комбинаций. Рядом приведено начало такой таблицы с тремя парами дублирующих комбинаций; из каждой такой пары при построении однозначного кода должна быть оставлена одна комбинация.

5211	N
0000	0
0001	1
0010	1
0011	2
0100	2
0101	3
0110	3
...	...

У2.2.8. Подсказка: ну и что, что код Штибца невзвешенный? Ведь его комбинации расшифровываются арифметически: $N = 8a_4 + 4a_3 + 2a_2 + a_1 - 3$.

У2.2.9. Указание: логическую схему естественно строить на элементах И – ИЛИ, как показано на приводимом рисунке. О возможности ошибок можно высказать следующее утверждение, которое Вам предлагается проверить: указанные в тексте положения воспринимающих элементов относительно линии считывания обеспечивают *одинаковые зоны допуска* (на возможную неточность их установки) по обе стороны от номинального положения каждого воспринимающего элемента.



У2.2.10. Подсказка: основой требуемых комбинационных логических цепей могут быть элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

У2.2.11. Комментарий: эта задача имеет целью достичь лучшего понимания структуры кода Грея. В этом коде каждый цикл комбинаций длиной (считая от нуля) 2^k заканчивается комбинацией из $(k - 1)$ младших нулей и *одной* единицы в k -м разряде. Так же заканчивается и самый длинный цикл, последняя комбинация в котором расшифровывается в случае использования дополнительного кода как «минус единица».

У2.2.12. Один из возможных способов решения: использовать знак производной функции в точках $f_i(\mathbf{x}) = 0$.

У2.2.13. Указание: при расчете подобных цепей согласования целесообразно сначала определить необходимый коэффициент передачи сигнала как отношение размаха сигнала, требуемого для АЦП к размаху сигнала датчика; затем выбрать структуру цепи (инвертирующий или неинвертирующий усилитель) и только после этого ввести необходимое смещение.

У2.2.14 – У2.2.17 не требуют комментариев (решение последнего задания к тому же зависит от выбранного микроконтроллера).

У2.2.18. Предположим, что АЦП тоже работает в дополнительном коде. Тогда микропроцессор «увидит» комбинацию 000011111111011 и будет с ней обращаться как с положительным числом (его десятичное значение найдите сами). Если АЦП работает в смещенном коде, микропроцессор «увидит» комбинацию 000001111111011, которую тоже «поймет» как изображение положительного числа (найдите и его десятичное значение).

У2.2.19. Наименьшая частота переключений в коде Манчестер-2 получается, когда фазы сигнала в смежных тактах различны, что происходит при передаче последовательностей вида 01010101...; наибольшая частота соответствует передаче одинаковых двоичных символов 11111111... или 00000000... При передаче в фазоразностном коде, в котором «1» в каком-либо битовом интервале изображается перепадом той же фазы, что в предыдущем интервале, а «0» – перепадом противоположной фазы, наименьшая частота переключений получается при передаче 00000000..., а наибольшая – 11111111...

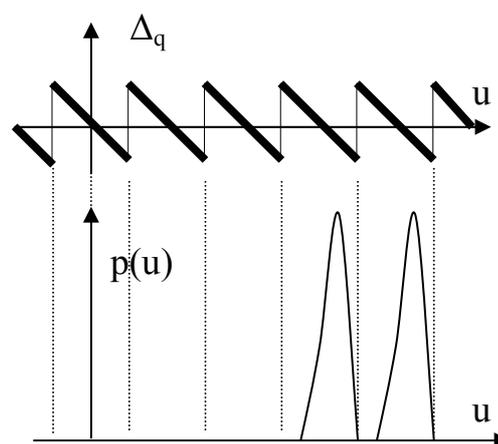
В обоих случаях частоты различаются вдвое.

У2.2.20. Задача легко решается с помощью обычной карты Карно.

У2.3.1. Пояснение: при построении графика *относительной* погрешности квантования как функции преобразуемого напряжения обычно по оси ординат откладывают не «мгновенные» значения погрешности (как, например, на рис. 2.15 или на рисунке к ответу на следующее упражнение), а их огибающие в положительной и отрицательной области. Такой график, построенный в линейном масштабе, представляет собой две расходящиеся гиперболы; а для многодиапазонного прибора – несколько пар гипербол. При десятичном отношении поддиапазонов относительная погрешность в точке переключения (например, при напряжении чуть большем, чем 1 В) возрастает в десять раз по сравнению с ее значением на концах каждого поддиапазона. При двоично-пятеричном отношении погрешность в точке переключения возрастает в 2 или 2,5 раза. В начале самого чувствительного поддиапазона гиперболы уходят соответственно в положительную и отрицательную бесконечности.

Следует добавить, что реальное устройство переключения поддиапазонов должно обладать некоторым *гистерезисом*; в противном случае при напряжении, колеблющемся вблизи точки переключения, поддиапазоны будут непрерывно переключаться, что очень неудобно для пользователя.

У2.3.2. Примеры распределений преобразуемой величины, при которых распределение погрешности квантования получается существенно неравномерным, могут быть самыми разными. На приводимом здесь рисунке показан один такой пример. В данном случае, как видно из графика, более вероятными оказываются отрицательные значения погрешности квантования.



У2.3.3. Если суммарная допустимая погрешность измерительного канала составляет 0,5%, то можно попытаться использовать восьмиразрядный АЦП, считая, что его погрешность квантования симметрирована идеальной регулировкой, как на рисунке предыдущего ответа, и заключена в пределах $\pm 1/511 \approx \pm 0,2\%$. Однако у такого АЦП и все другие составляющие погрешности, в частности, нелинейность, должны составлять десятые доли кванта, чего реально трудно достичь. Безопаснее с точки зрения погрешности

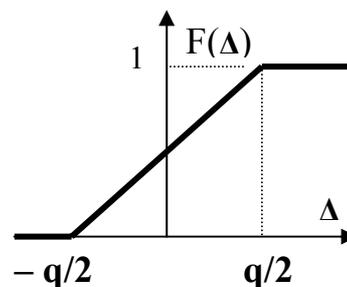
использовать десятиразрядный АЦП, хотя при его сопряжении с восьмиразрядным микроконтроллером возникнут некоторые неудобства.

У2.3.4. Если прибор имеет четыре десятичных знака отсчета, то *даже при полном использовании старшей декады*, при котором максимальный отсчет составляет 9999, приведенная погрешность квантования (входящая в аддитивную составляющую погрешности прибора) будет иметь порядок $1/10000 = 0,01\%$. При неполном использовании старшей декады приведенная погрешность квантования будет еще больше. Отсюда и ответ на поставленный вопрос. Если Вы забыли, что означает запись 0,005/0,002, обратитесь к последнему абзацу раздела 2.3. Приведенную там двучленную формулу принято сокращенно записывать в виде дроби c/d , причем подразумевается, что c и d выражены в процентах.

У2.3.5. Указание: если биполярная характеристика получена путем предварительного смещения входного напряжения (например, в положительную сторону), то нулевая точка характеристики исходного АЦП, для которой обычно предусматривается аддитивная регулировка, переходит в точку, соответствующую максимальному по модулю отрицательному преобразуемому напряжению.

У2.3.6. Так как интеграл от плотности распределения равен единице, плотность распределения погрешности квантования при равномерном законе должна быть равна $1/q$. Поэтому для равномерного закона распределения при условии симметричного квантования $p(\Delta) = 1/q$ при $-q/2 < \Delta \leq q/2$; $p(\Delta) = 0$ при $\Delta \leq -q/2$ и $\Delta > q/2$ (знаки неравенства расставлены произвольно). При математическом выражении треугольного закона распределения следует исходить из того, что плотность отлична от нуля на протяжении двух квантов, а ее максимальное значение составляет тоже $1/q$.

У2.3.7. Шум должен быть распределен по такому закону, у которого интегральная функция распределения $F(\Delta)$ в диапазоне $-q/2 < \Delta \leq q/2$ линейна, как показано на помещенном рядом рисунке. Если каждый кодовый переход на характеристике преобразования АЦП заменить функцией вида $F(\Delta)$, линейные отрезки отдельных функций сольются в непрерывную прямую линию, что и требуется по условиям задачи. Плотность распределения шума Вам предлагается изобразить самостоятельно. Интересно было бы обдумать и способ формирования шума с таким распределением.



У2.3.8. При действительном значении измеряемой длительности 520 нс и частоте квантующих импульсов 10 МГц исследуемый импульс содержит 5,2 периода квантующих импульсов. Погрешность квантования, выраженная в «импульсах» (квантах $q = 100$ нс) при единичном измерении принимает отрицательное значение $(-0,2 q)$ с вероятностью 0,8 и положительное значение $0,8 q$ с вероятностью 0,2. При усреднении двух отсчетов могут встретиться с разными вероятностями четыре ситуации, приведенные ниже в таблице:

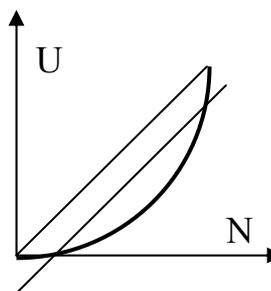
Первый отсчет	Второй отсчет	Среднее
- 0,2 q	- 0,2 q	- 0,2 q
- 0,2 q	0,8 q	0,3q
0,8 q	- 0,2 q	0,3q
0,8 q	0,8 q	0,8 q

Вероятности каждого из трех получаемых при усреднении результатов находятся по обычным правилам теории вероятностей.

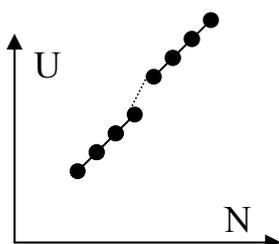
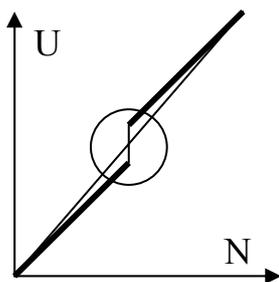
У2.3.9. Погрешность современного классического цифрового частотомера содержит две составляющие: мультипликативную составляющую, равную погрешности образцовой меры (*у цифровых средств измерений погрешность образцовой меры всегда проявляется как мультипликативная*), и аддитивную погрешность квантования, зависящую от выбранного времени счета. График суммарной *относительной* погрешности в логарифмических координатах состоит из двух прямолинейных участков: при *малых* значениях измеряемой частоты преобладает погрешность квантования, логарифм которой линейно падает в функции логарифма частоты; при *больших* значениях частоты, когда отсчет содержит 7 и более значащих цифр, погрешность квантования оказывается меньше погрешности образцовой меры, и график становится горизонтальным. Между прямолинейными участками, конечно, имеется сопрягающий криволинейный участок (формально весь график криволинеен, но практически уже при отношении составляющих погрешности 5:1 меньшей составляющей можно пренебречь). Число знаков отсчета 8 согласовано с погрешностью образцовой меры и одновременно удобно технически с точки зрения реализации динамической индикации.

У2.3.10. При двенадцати двоичных разрядах каждая единица **LSB** соответствует $1/4095 \approx 0,024 \% = 240 \text{ ppm}$ диапазона преобразования (см. табл. 2.9).

У2.3.11. Указание: решению многих задач помогают рисунки; в данном случае полезно обдумать приведенный рядом эскиз расположения двух фигурирующих в задаче прямых – одной, проведенной через крайние точки характеристики, и другой, обеспечивающей минимум модуля нелинейности. Этот минимум обеспечивается, когда наибольшие отклонения от аппроксимирующей прямой получаются *в трех точках*: в начальной, в конечной и в некоторой промежуточной. При этом, очевидно, модуль отклонения в промежуточной точке равен модулю отклонения в каждой из концевых точек. Любое другое расположение аппроксимирующей прямой увеличит модуль максимального отклонения. Отсюда и ответы на оба поставленных вопроса.



У2.3.12. Вид характеристики преобразования ЦАП (без учета ее дискретного характера) показан с преувеличением размера погрешности старшего разряда на верхнем графике приведенного ниже рисунка. В действительности часть характеристики, обведенная кружком, в увеличенном масштабе выглядит так, как показано на нижнем графике рисунка. Скачок в



середине графика по условиям задачи составляет 0,1 % от веса старшего разряда; приращение выходного напряжения ЦАП в месте этого скачка, при переходе от $N = 127$ к $N = 128$, в наибольшей степени отличается от среднего по характеристике приращения (среднего кванта). Значит, в этом месте и нужно оценить *дифференциальную* нелинейность. Последнюю обычно выражают в единицах **LSB** (квантах), поэтому удобно представить номинальный вес старшего разряда рассматриваемого восьмиразрядного ЦАП как **128q**. Тогда отклонение реального кванта, расположенного в середине характеристики ЦАП, от номинального кванта составит **0,128q**. Вообще говоря, оно должно быть отнесено к среднему по характеристике кванту, который из-за погрешности старшего разряда больше номинального на 0,05 %. Но вместе с тем не имеет смысла указывать дифференциальную нелинейность с тремя десятичными знаками, поэтому окончательный ответ можно сформулировать округленно как **0,13 LSB**.

Заметим, что характеристика реального ЦАП, у которого все разряды подогнаны с погрешностями, имеет такие же скачки (обусловленные погрешностью следующего по старшинству разряда) в точках $\frac{1}{4}$ и $\frac{3}{4}$ диапазона, а также и в других подобных точках, соответствующих изменениям более младших разрядов.

У2.4.1. Отсчеты, взятые с частотой, вдвое превышающей граничную частоту спектра сигнала, уже статистически независимы (см. выше ссылку на К.Шеннона в перечне литературы к разделу 2.4). Тем более независимыми будут отсчеты, взятые с меньшей частотой. Другой подход заключается в том, чтобы брать отсчеты с интервалом дискретизации, несколько превышающим *время корреляции* сигнала, но для этого нужно знать его автокорреляционную функцию.

У2.4.2. Поскольку в данной задаче имеется в виду спектральный подход к стробоскопическому преобразованию, следует преобразовать формулу для периода дискретизации T_d (см. выше текст к рис. 2.26) в выражение для частоты $f_d = 1/T_d$. Примем, например, $m = 1$. Тогда получится $f_d = f_1 n_d / (n_d + 1)$, где f_1 – частота первой гармоники исследуемого периодического сигнала. Возьмем для наглядности какое-нибудь конкретное значение числа точек на период результирующего сигнала, например, $n_d = 24$, тогда $f_d = 0,96f_1$.

Первая гармоника исследуемого сигнала даст со всеми гармониками спектра дискретизирующей последовательности комбинационные составляющие (суммарных и разностных частот). Из них *только одна* составляющая – с частотой $f_1 - f_d = 0,04f_1$ попадет в «полосу Найквиста» ($f < 0,5f_d$) и будет воспринята как полезная.

Аналогично, из комбинационных составляющих, обусловленных взаимодействием второй гармоники исследуемого сигнала $2f_1$ со всеми гармониками спектра дискретизирующей последовательности, только составляющая с частотой $2f_1 - 2f_d = 0,08f_1$ будет воспринята как полезная, но она является как раз второй гармоникой первой полезной комбинационной

составляющей. Аналогичные рассуждения можно продолжить и для следующих гармоник (отметим, что при некотором номере гармоники они перестанут быть справедливыми).

У2.4.3. Если напряжение на интервале дискретизации T_d выражается как $u(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2$, то в начале этого интервала (где принято $t = 0$) оно равно a_0 , а в его конце составляет $u(T_d) = a_0 + a_1 T_d + a_2 T_d^2$. Коэффициент наклона интерполирующей прямой выразится как $k = [u(T_d) - u(0)]/T_d = a_1 + a_2 T_d$, а сама эта прямая

$$u_{\text{лин}}(t) = a_0 + kt = a_0 + (a_1 + a_2 T_d)t.$$

Текущая погрешность восстановления найдется как разность

$$u(t) - u_{\text{лин}}(t) = a_1 t + a_2 t^2 - (a_1 + a_2 T_d)t = a_2 t(t - T_d).$$

Модуль последнего выражения имеет максимум, равный $a_2 T_d^2/4$, в точке $t = T_d/2$. Теперь осталось заменить a_2 на вторую производную сигнала, равную $d^2 u/dt^2 = 2a_2$. В итоге модуль максимальной погрешности получается равным $\Delta_d = |d^2 u/dt^2| T_d^2/8$, что совпадает с «формулой Хлистунова».

У2.4.4. Видимо, проще всего поступить следующим образом: записать u_1 , u_2 и u_3 как три значения синусоиды $U_m \sin(\omega t + \varphi)$, соответствующие значениям $\omega t_1 = 0$, $\omega t_2 = 2\pi/3$ и $\omega t_3 = 4\pi/3$, возвести их в квадрат и просуммировать, а затем для каждого из слагаемых воспользоваться формулой $\sin^2 \alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\alpha$. Члены $\frac{1}{2} U_m^2$ после суммирования и последующего деления на 3 дадут снова $\frac{1}{2} U_m^2$, что является квадратом действующего значения синусоиды. Члены же вида $\frac{1}{2} U_m^2 \cos 2\alpha$, являющиеся проекциями трех векторов, расположенными под углами 120° друг к другу ($2\omega t_1 = 0$, $2\omega t_2 = 4\pi/3$ или 240° , и $2\omega t_3 = 8\pi/3$, или, после вычитания 2π , 120°), дадут в сумме нуль.

У2.4.5. Поскольку требуется дать объяснение *своими словами*, всякие подсказки излишни.

У2.4.6. Различие в формулах объясняется разной разрядностью. У десятиразрядного устройства квант составляет $1/1023$ от диапазона. Натуральный логарифм 1023 равен $6,93 \approx 7$; это значит, что экспонента, описывающая установление напряжения, приближается к установившемуся значению с погрешностью $1/1023$ примерно за 7 постоянных времени. У двенадцатиразрядного устройства квант равен $1/4093$ от диапазона; соответствующий натуральный логарифм составляет 8,32. После округления вверх (запас допустим, недостаток – нет!) получается 9 постоянных времени. Очевидно, этим и объясняются коэффициенты 7 и 9 в формулах. Несложный расчет времени выборки сделайте сами.

У2.4.7. При измерении мощности обычными ваттметрами погрешность такого рода называется *фазовой*: косое сечение вносит фазовый сдвиг между перемножаемыми величинами, и тем самым изменяет получаемое значение мощности.

Простейшая мера, направленная на снижение фазовой погрешности, вносимой косым сечением – перегруппировка входов мультиплексора, чтобы ток каждой фазы измерялся ближе по времени к напряжению той же фазы. Разница во времени между обслуживанием *различных* фаз незначительна. Следующая, более сложная мера – программное приведение напряжения и тока

одной и той же фазы к одному моменту времени с помощью расчетной интерполяции между дискретными отсчетами (желательно привести здесь необходимые математические выражения).

У2.4.8. Для ответа на вопрос: нужно ли включить УВХ в измерительный канал, следует найти максимальное возможное изменение напряжения за время преобразования АЦП, а для этого, в свою очередь, нужно вычислить максимальную производную сигнальной функции. Эта функция при максимальной возможной амплитуде может быть приблизительно представлена как $512q \cdot \sin(20\pi t)$, где q – квант АЦП, а t – время в секундах. Максимум производной получится в точке $t = 0$. После вычисления максимальной производной (она будет выражена в *квантах в секунду*) искомое изменение напряжения найдется умножением на время преобразования $10 \cdot 10^{-6}$ секунды. Если получится результат, меньший кванта – УВХ заведомо не нужно.

У2.4.9. Если частота преобразований АЦП составляет 200 кГц, сигнал не должен содержать спектральных составляющих с частотой, равной или превышающей 100 кГц. Рассмотрим маловероятный пограничный случай, когда весь спектр сигнала сосредоточен на этой частоте, а амплитуда сигнала составляет половину диапазона преобразования (то есть весь сигнал как раз укладывается в диапазон). Тогда получим максимальную производную, равную $\frac{1}{2} \cdot 2\pi \cdot 10^5 \approx 314000$ *диапазонов в секунду (отметим, что здесь удобнее иная по сравнению с предыдущей задачей, и тоже необычная единица для скорости изменения напряжения)*. Умножив ее на заданную погрешность датирования $50 \cdot 10^{-9}$ с, получим $15,7 \cdot 10^{-3}$ или 1,57 % диапазона.

Это формальное рассуждение дает преувеличенную оценку погрешности прежде всего потому, что в условиях задачи погрешность датирования не разделена на систематическую и случайную составляющие. Влияние систематической составляющей сводится к задержке зарегистрированного сигнала без искажений его формы, что обычно не рассматривается как погрешность. Искажения формы сигнала вызываются только случайной составляющей погрешности датирования, которая, как правило, намного меньше систематической составляющей. Кроме того, следовало бы принять во внимание действительный спектр сигнала (также отсутствующий в условиях задачи).

У2.5.1. Частотная характеристика фильтра против наложений спектров для АЦП с частотой преобразований 100 кГц должна быть такой, чтобы подавлялись спектральные составляющие сигнала, начиная от 50 кГц. Вид характеристики в полосе пропускания зависит от требований к измерительному каналу (наилучшее сохранение спектрального состава сигнала, наилучшая передача формы сигнала, быстрое установление после скачка). Выберите сами один из этих вариантов и назовите тип соответствующей характеристики фильтра.

У2.5.2. Ноль на характеристике двойного Т-образного фильтра расположен на частоте $f = 1/(2\pi RC)$. Для подавления помехи частотой 50 Гц должно быть $RC = 1/2\pi f = 1/100\pi \approx 3,183 \cdot 10^{-3}$ секунды. Выбор значений R и C зависит от сопротивления цепи, на которую нагружен фильтр. Предположим, например, что с точки зрения нагрузки допустимо $R \leq 15$ кОм. Соответственно

получится $C \geq 0,2122 \text{ мкФ}$. Выберем удобные несколько бóльшие номиналы емкостей $C = 0,25 \text{ мкФ}$. и $2C = 0,5 \text{ мкФ}$; тогда формально будет $R = 12732 \text{ Ом}$, $R/2 = 6366 \text{ Ом}$. Обычно сопротивления «горизонтальных» резисторов округляют до ближайшего стандартного номинала, а резистор $R/2$ выполняют как подстроечный, выбирая его номинал с запасом.

У2.5.3. Коэффициент передачи RC-фильтра первого порядка вообще равен $1/\sqrt{1 + (\omega RC)^2}$. В данном случае требуется, чтобы он составлял на частоте 50 Гц не более, чем 0,01; поэтому можно пренебречь единицей под корнем и выразить требование к элементам фильтра как $1/(100\pi RC) \leq 0,01$, где постоянная времени RC выражена в секундах. Получается, что она должна быть не менее 0,3183 секунды.

Далее, если вольтметр имеет четырехзначную индикацию, то время установления показаний после скачка напряжения следует вычислять как интервал, в течение которого экспонента приближается к своей асимптоте с погрешностью 10^{-4} от размера скачка. Натуральный логарифм 10000 равен около 9,21; умножив это число на постоянную времени фильтра, получаем время установления 2,93 секунды. Почти три секунды надо ждать, пока показания быстродействующего вольтметра не перестанут изменяться!

У2.5.4. Подставив в формулу для коэффициента передачи эквивалентного фильтра

$$K(f) = \frac{\sin(\pi f T_n)}{\pi f T_n}$$

частоту 50 Гц и время интегрирования 60 мс, получим $K(f) = \sin(3\pi)/3\pi = 0$. Но в условиях задачи указана нестабильность частоты сети $\pm 1\%$. Учитывать изменение знаменателя формулы на такую малую величину не имеет смысла; отклонение же числителя $\sin(3\pi \pm 0,03\pi)$ от нуля проще всего оценить, приравняв синус малого угла его аргументу: $\sin 0,03\pi \approx 0,03\pi$. Окончательно $K(f) \approx 0,03\pi/3\pi = 0,01$ – отклонение частоты на 1% вызывает пропускание эквивалентным фильтром одного процента помехи. Это соответствует коэффициенту подавления помехи 40 дБ.

У2.5.5. Обычно считают, что погрешность 0,1% соответствует разрядности $n = 10$. Таким образом, за указанное фирмой время будут достоверно отработаны только 10 разрядов из 16 двоичных разрядов микросхемы AD420.

У2.5.6. При использовании всех восьми каналов микросхемы пропускная способность АЦП 500 киловыборок в секунду обеспечивает $500/8 = 62,5$ тысяч циклов опроса в секунду. Это число соответствует частоте выборок по каждому из каналов. Разделив его на 22,2, получаем максимальную частоту входного сигнала 2815 Гц. Аналогично, при пропускной способности 357 киловыборок в секунду получаем $357/8 = 44625$ циклов опроса в секунду и максимальную частоту входного сигнала 2010 Гц – совсем не так много.

У2.5.7. Полоса пропускания АЦП порядка единиц и десятков герц вполне допустима при измерении температуры и других медленно меняющихся величин; она подходит и для многих биомедицинских экспериментов, где как раз нужно отделять полезный низкочастотный сигнал от высокочастотных

шумов. Для этих экспериментов разрешение 10 ... 12 битов также является удовлетворительным.

У2.5.8. Эффективная разрядность $n_{\text{эфф}} = (70 - 1,76)/6,02 = 11,34$ бита, она менее, чем на бит отличается от номинальной разрядности 12 битов.

У2.5.9. Если сигнал запуска вольтметра поступает от внутреннего источника, не синхронизированного с сетью, то помеха вызовет *разброс показаний* в пределах 10^{-4} от напряжения помехи, или на ± 200 мкВ. Пользователь увидит этот разброс и постарается уменьшить его влияние многократным повторением измерений или различными средствами защиты от помехи. Если вольтметр запускается синхронно с сетью, то его цикл преобразования будет заставлять каждый раз одну и ту же фазу помехи, и получится *смещение показаний* в тех же пределах ± 200 мкВ. Пользователь, скорее всего, не заметит смещения и оно войдет в результат измерения как составляющая систематической погрешности.

У2.5.10. Время установления выходного напряжения ЦАП для скачка входного кодового сигнала на единицу младшего разряда важно, если ЦАП используется для воспроизведения аналогового сигнала, описываемого непрерывной функцией времени. Небольшое отличие этого времени от времени установления при больших скачках кодового сигнала объясняется, видимо, тем, что в переходном процессе при изменении значения кодовой комбинации на единицу может участвовать большое число внутренних переключающихся элементов. Например, если комбинация 011111111111 переходит в 100000000000, то переключения происходят *во всех разрядах*. Почему в таком случае время для больших скачков кода все-таки больше чем для малых? Очевидно, потому, что при отработке большого скачка больше сказывается инерционность выходных цепей с операционным усилителем.

У2.6.1. Из графика функции $u(\delta)$ видно, что при $\delta = 0$ напряжение датчика составляет U_0 , а при максимальном значении измеряемой толщины $9\delta_0$ оно падает до $0,1U_0$. При разрядности АЦП n битов квант напряжения составит $q = U_0/2^n$. Этот размер кванта должен обеспечить необходимое различие по толщине *на участке характеристики с наименьшим значениям производной* $du(\delta)/d\delta = U_0\delta_0/(\delta + \delta_0)^2$. Разделив квант напряжения на наименьшую производную, равную $U_0/(100\delta_0)$, получаем квант толщины, который по условию должен составить не более, чем $9\delta_0/1000$. Таким образом, имеем неравенство: $100\delta_0/2^n \leq 9\delta_0/1000$, или $2^n \geq 100000/9 \approx 11111$. Ближайшее целое n , удовлетворяющее последнему неравенству, равно 14, при этом $2^n = 16384$. Отметим, что при линейной характеристике датчика и полном использовании диапазона напряжений $0 \dots U_0$ была бы достаточной разрядность $n = 10$, при которой $2^n = 1024$.

У2.6.2. Обращая заданную дробно-линейную функцию, получаем другую дробно-линейную функцию:

$$x = (U_{\text{датч}} - a)/(b - cU_{\text{датч}}),$$

причем ясно, что a есть смещение по напряжению, а b чувствительность в *начальной точке характеристики*. Полезно проверить, одинакова ли размерность двух членов знаменателя в полученном выражении. Коэффициент

\mathbf{b} имеет размерность $[U]/[x]$; размерность коэффициента \mathbf{c} , судя по исходной дробно-рациональной функции, $1/[x]$. Поскольку \mathbf{c} умножается на напряжение $U_{\text{датч}}$, все оказывается правильным.

Теперь введем обозначения для искомым коэффициентов линейных комбинаций: пусть, например,

$$U_x = \mathbf{d}U_{\text{датч}} + \mathbf{e}U_0; U_{\text{REF}} = \mathbf{f}U_{\text{датч}} + \mathbf{g}U_0,$$

тогда

$$\mathbf{N} = \mathbf{N}_0 U_x / U_{\text{REF}} = \mathbf{N}_0 (\mathbf{d}U_{\text{датч}} + \mathbf{e}U_0) / (\mathbf{f}U_{\text{датч}} + \mathbf{g}U_0).$$

Условно (только для фиксированных единиц величины x !!!) приравнивая $\mathbf{N} = x$, чтобы получить отсчет в единицах измеряемой величины, и сравнивая левую и правую части, получим:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}U_0/\mathbf{d} &= -\mathbf{a}; \\ \mathbf{f}/(\mathbf{d}\mathbf{N}_0) &= -\mathbf{c}; \\ \mathbf{g}U_0/(\mathbf{d}\mathbf{N}_0) &= \mathbf{b}. \end{aligned}$$

Видно, что один из коэффициентов, например, \mathbf{d} , формально может быть выбран произвольно, а остальные тогда выражаются через известные величины.

В действительности выбор коэффициентов должен быть таким, чтобы обеспечивались разумные значения U_x и U_{REF} .

У2.6.3. Попробуем формально, по только что полученным формулам, найти *безразмерные* коэффициенты \mathbf{d} , \mathbf{e} , \mathbf{f} , \mathbf{g} в выражениях:

$$U_x = \mathbf{d}U_{\text{датч}} + \mathbf{e}U_0; U_{\text{REF}} = \mathbf{f}U_{\text{датч}} + \mathbf{g}U_0.$$

Очевидно, что из $\mathbf{a} = 0$ следует $\mathbf{e} = 0$. Остаются два условия:

$$\mathbf{f}/(\mathbf{d}\mathbf{N}_0) = -\mathbf{c}; \mathbf{g}U_0/(\mathbf{d}\mathbf{N}_0) = \mathbf{b}.$$

После подстановки $\mathbf{N}_0 = 4096$; $U_0 = 5$ В; $\mathbf{c} = 0,25 \cdot 10^{-3}$ 1/мкм (здесь и далее *объясните необходимость замены единиц!*) и $\mathbf{b} = 5 \cdot 10^{-3}$ В/мкм эти условия переходят в следующие соотношения:

$$\mathbf{f}/\mathbf{d} = -4096 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} = -1,024; \mathbf{g}/\mathbf{d} = 4096 \cdot 5 \cdot 10^{-3} / 5 = 4,096.$$

Замечая, что коэффициент \mathbf{f} отрицателен и, следовательно, напряжение U_{REF} должно *уменьшаться* с ростом измеряемой величины, примем $\mathbf{g} = 0,5$ – тогда при $U_{\text{датч}} = 0$ будет фигурирующее в условиях задачи $U_{\text{REF}} = 2,5$ В. Отсюда

$\mathbf{d} = 0,5/4,096 = 0,1220703125$ (здесь лучше не округлять результат, чтобы не нарушать точность *последующей проверки*, хотя реально подогнать коэффициент с такой точностью невозможно);

$$\mathbf{f} = (0,5/4,096) \cdot (-1,024) = -0,125.$$

Проверяем, что покажет прибор в конце диапазона. Напряжение датчика $U_{\text{датч}} = \mathbf{b}x/(1 + \mathbf{c}x)$; при $x = 4$ мм получится $U_{\text{датч}} = 5,4/(1 + 0,25 \cdot 4) = 10$ В. При этом опорное напряжение $U_{\text{REF}} = 0,5 \cdot 5 - 0,125 \cdot 10 = 1,25$ В; напряжение на аналоговом входе АЦП $U_x = 1,220703125$ В и окончательно показания АЦП

$$\mathbf{N} = \mathbf{N}_0 U_x / U_{\text{REF}} = 4096 \cdot 1,220703125 / 1,25 = 4000,$$

как и следовало получить по условиям задачи, чтобы измеряемая величина 4 мм выражалась в микрометрах.

Можно рассуждать менее формально. Анализируя выражение для напряжения датчика $U_{\text{датч}} = \mathbf{b}x/(1 + \mathbf{c}x)$, видим, что при $x = 4$ мм его знаменатель $1 + \mathbf{c}x = 2$. Это значит, что последняя точка характеристики датчика лежит *вдвое ниже* соответствующей точки касательной к характеристике в ее начале (именно для этого в условиях задачи требовалось построить график!). Для того, чтобы «подсадить последнюю точку отсчета АЦП на касательную», напряжение U_{REF} следует при максимальной измеряемой величине *уменьшить тоже вдвое*

по сравнению с исходным значением 2,5 В. Это сразу дает значения коэффициентов f и g . Наконец, подставив в $N = N_0 U_x / U_{REF}$ значения для последней точки характеристики прибора: $N = 4000$; $N_0 = 4096$; $U_{REF} = 1,25$ В, получаем необходимое значение напряжения U_x на аналоговом входе АЦП.

Итак, при любом способе рассуждения

$$U_x = dU_{датч} \approx 0,12207U_{датч}; U_{REF} = fU_{датч} + gU_0 = 0,5U_0 - 0,125U_{датч}.$$

Составляя упрощенную принципиальную схему сопряжения датчика с АЦП, можно коэффициент передачи напряжения датчика на аналоговый вход АЦП, равный 0,12207, обеспечить пассивным делителем напряжения (в предположении высокого входного сопротивления АЦП). Напряжение на опорном входе АЦП, равное $0,5U_0 - 0,125U_{датч}$, удобно формировать на однокаскадном инвертирующем усилителе с входным сигналом $U_{датч}$ и постоянным смещением от источника U_0 на неинвертирующем входе.

У2.6.4. Действительно, не всякая микросхема АЦП, имеющая аналоговый и опорный входы и допускающая логотрический режим преобразования, может быть использована в схеме, помещенной в книге В.С.Гутникова. Как аналоговый, так и опорный ее входы должны быть *плавающими*. Термин *плавающий вход* применим к любому электронному устройству; им обозначают вход, допускающий подачу сигнала от источника, выводы которого могут иметь произвольный (конечно, в определенных пределах) потенциал по отношению к общему («земляному») выводу устройства. В схеме, изображенной В.С.Гутниковым, сигнал на аналоговый вход АЦП поступает с измерительной диагонали моста, непосредственно не связанной с общим выводом микросхемы АЦП. Сигнал на опорный вход поступает с делителя, также не опирающегося ни на потенциал общего вывода, ни на потенциалы измерительной диагонали моста.

При использовании любой микросхемы с плавающими входами необходимо следить за тем, чтобы потенциалы на ее входных контактах не выходили за допустимые пределы, которые должны быть указаны в техническом описании.

У2.6.5. Формула для погрешности, приведенная в тексте раздела 2.6.2,



позволяет найти математическое ожидание $bD(x_n)$ систематической погрешности, вызванной помехой, если известен коэффициент b и дисперсия помехи $D(x_n)$.

Дисперсия гармонической помехи есть половина квадрата ее амплитуды; в соответствии с условиями данной задачи квадрат амплитуды помехи составляет $0,24^2 = 0,0576$ «квадратных диапазонов» входной величины.

Для определения коэффициента b можно воспользоваться содержащимся в условии задачи указанием на значение нелинейности по конечным точкам. В ответе на задачу У2.4.3 уже было вычислено (для совершенно другой ситуации) максимальное отклонение параболы от прямой, проходящей через ее конечные точки. В обозначениях данной задачи оно запишется как $bx_m^2/4 = 0,25 bx_m^2$, где x_m – значение входной величины датчика в конце диапазона. Это отклонение должно составить 5 % от конечного значения выходного сигнала датчика, которое равно $ax_m + bx_m^2$. Таким образом, получаем уравнение:

$$0,25 bx_m^2 = 0,05 (ax_m + bx_m^2).$$

Из него находится $b = 0,25 a/x_m$. Сразу же запишем конечное значение выходного сигнала датчика, которое понадобится в дальнейшем:

$$ax_m + bx_m^2 = ax_m + (0,25 a/x_m)x_m^2 = 1,25 ax_m.$$

Теперь есть все, чтобы вычислить математическое ожидание погрешности:

$$bD(x_n) = (0,25 a/x_m).(0,0576 x_m^2) = 0,0144 ax_m.$$

Осталось найти его приведенное значение, разделив на конечное значение выходного сигнала датчика:

$$(0,0144 ax_m)/(1,25 ax_m) = 0,01152 \approx 1,2 \%$$

У2.6.6. Для нелинейности датчика 20 % уравнение для b запишется как

$$0,25 bx_m^2 = 0,2 (ax_m + bx_m^2),$$

откуда $b = 4 a/x_m$ и $ax_m + bx_m^2 = ax_m + (4 a/x_m)x_m^2 = 5 ax_m$.

Математическое ожидание погрешности составит

$$bD(x_n) = (4 a/x_m).(0,0576 x_m^2) = 0,2304 ax_m,$$

что после приведения к конечному значению выходного сигнала даст

$$(0,2304 ax_m)/(5 ax_m) = 0,04608 \approx 4,6 \%$$

У2.6.7. При вводе в микроконтроллер одного двенадцатиразрядного результата остаются свободными четыре старших бита. Это позволяет суммировать 16 отсчетов, не опасаясь переполнения даже в том случае, если все отсчеты будут максимальными.

У2.6.8. При восьмиканальном мультиплексоре и шести входных сигналах имеет смысл занять один из двух оставшихся каналов нулевым сигналом, а второй – образцовым сигналом, информативный параметр которого составляет, скажем, 0,8 диапазона (при значении информативного параметра, превышающем 0,86 % диапазона, АЦП может быть перегружен в случае положительных значений погрешностей его и усилителя). При этом в структуру системы добавляется только источник образцового сигнала. Для проведения коррекции следует включить канал мультиплексора с нулевым сигналом и получить результат (возможно, после статистической обработки серии отсчетов), который обозначим $N(0)$. После этого нужно включить канал с образцовым сигналом (0,8 диапазона) и получить результат $N(0,8)$. Для обработки получаемых от АЦП сигналов с учетом калибровочных коэффициентов можно предложить формулу

$$N_{\text{corr}} = [N - N(0)].[0,8 N(1,0)/N(0,8)].$$

Здесь N_{corr} – исправленный отсчет; N – отсчет, подлежащий исправлению; $N(1,0)$ – отсчет, соответствующий конечной точке диапазона (от которой было отсчитано 0,8) по *номинальной* характеристике. Выражение в первых квадратных скобках обеспечивает коррекцию аддитивной составляющей погрешности канала, а множитель во вторых квадратных скобках корректирует мультипликативную составляющую.

На точность коррекции может влиять *неидентичность (mismatch) каналов мультиплексора*; в подробных технических описаниях мультиплексоров обычно приводятся соответствующие данные.

У2.6.9. Сумма двух тысяч реализаций сигнала с напряжением 0,3 мкВ будет соответствовать напряжению 600 мкВ; сумма двух тысяч независимых

случайных напряжений со среднеквадратичным значением 12 мкВ даст напряжение со среднеквадратичным значением

$$12 \cdot \sqrt{2000} \approx 12 \cdot 44,7 = 536,4 \text{ мкВ.}$$

Как видно, среднеквадратичное значение шума стало меньше значения полезного сигнала, хотя и не намного. Добавим, что частота стимуляции редко превышает 9 ... 11 Гц; при этом накопление 2000 реализаций занимает от 181 с до 222 с, что составляет примерно 3 ... 4 минуты.

Содержание

1. Общие вопросы цифровой измерительной техники	3
1.1. Цифровая измерительная техника и ее средства	3
Упражнения к разделу 1.1.	5
1.2. Аналоговое и цифровое представление информации	5
Упражнение к разделу 1.2.	6
1.3. Цифровая измерительная техника и современная теория измерений	6
Упражнения к разделу 1.3.	10
Литература к разделу 1.3.	10
1.4. Элементарные (одноразрядные) аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи	11
Упражнение к разделу 1.4.	12
1.5. Важнейшие типы кодированных шкал	13
1.5.1. Шкалы источников тока	13
1.5.2. Шкалы резисторов	15
1.5.3. Шкалы резистивных делителей напряжения и тока	16
1.5.4. Фазовые и временные шкалы	20
1.5.5. Пространственные шкалы	24
Упражнения к разделу 1.5	27
Литература к разделу 1.5.	30
1.6. Очерк истории цифровой измерительной техники	30
Упражнения к разделу 1.6.	33
2. Преобразование информации в цифровых средствах измерений	35
2.1. Основные операции преобразования	35
Упражнение к разделу 2.1.	38
2.2. Кодирование в цифровых средствах измерений	39
2.2.1. Алгоритмы кодирования	39
2.2.2. Понятие кода; критерии выбора кода	40
2.2.3 Выбор кода в соответствии с особенностями выполняемого преобразования информации	41
2.2.4. Представление знакопеременных величин в цифровых средствах измерений	53
2.2.5. Выбор кодов из соображений удобства индикации и регистрации данных	56
2.2.6. Согласование кодов при сопряжении средств цифровой измерительной техники с вычислительными средствами	59
2.2.7. О выборе кодов для передачи данных	61

Упражнения к разделу 2.2.	64
Литература к разделу 2.2.	66
2.3. Квантование в цифровых средствах измерений	69
2.3.1. Идеальное квантование, выбор разрядности цифровых средств измерений	69
2.3.2. Реальное квантование, статические составляющие погрешности цифровых средств измерений	78
Упражнения к разделу 2.3.	83
Литература к разделу 2.3.	85
2.4. Дискретизация в цифровых средствах измерений	86
2.4.1. Общие положения	86
2.4.2. Идеальная дискретизация: спектральный подход	87
2.4.2. Идеальная дискретизация: временной подход	90
2.4.3. Реальная дискретизация; погрешность датирования	93
2.4.4. Устройства выборки/хранения	95
Упражнения к разделу 2.4.	99
Литература к разделу 2.4.	101
2.5. Фильтрация сигналов и динамические характеристики цифровых средств измерений	101
2.5.1. Виды и задачи фильтрации	101
2.5.2. Динамические характеристики средств аналого-цифрового преобразования	107
2.5.3. Динамические характеристики средств цифроаналогового преобразования	110
Упражнения к разделу 2.5.	111
Литература к разделу 2.5.	113
2.6. Первичная цифровая обработка данных в канале аналого-цифрового преобразования	114
2.6.1. Основные операции первичной обработки	114
2.6.2. Линеаризация общей характеристики измерительного канала	115
2.6.3. Цифровая коррекция погрешностей, обусловленных дрейфами и влияющими факторами	119
2.6.4. Цифровая фильтрация как средство уменьшения случайных погрешностей	120
Упражнения к разделу 2.6.	122
Литература к разделу 2.6.	124
Заключение	125
Ответы, пояснения и указания к упражнениям	123